

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОТЕХНІКА. ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА»

УДК 62-83

САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор
ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С РАЗЛИЧНЫМИ СТРУКТУРАМИ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ СОСТОЯНИЯ

Введение. Качество вычисления сигналов обратных связей по старшим производным ошибки регулирования имеет определяющее влияние как на статические свойства релейных систем управления электроприводами (СУЭП), так и на эффективность оптимизации их по быстродействию, поскольку синтезированные на основе прогноза траекторий системы весьма чувствительны к точности воспроизведения расчетных переходных характеристик. Применение наблюдателей производных с алгоритмами рывкового управления является принципиальным решением данной проблемы благодаря высокому быстродействию и низкой чувствительности релейных систем к параметрическим и координатным возмущениям. Однако указанные преимущества скользящих режимов в полной мере проявляются лишь для простейших контуров регулирования первого порядка. Характеристики релейных систем большей размерности, включая наблюдатели производных, целиком определяются их структурными свойствами.

В ряде работ [1,2] авторами были предложены структуры релейных наблюдателей канонических координат позиционного электропривода. Эффективность применения таких наблюдателей зависит от характера сигналов обратных связей по измеряемым координатам электромеханической системы (ЭМС), используемым при восстановлении производных ошибки регулирования. Введение измеренных координат в алгоритм управления наблюдателя приближает его внутренние обратные связи к производным ошибки восстановления регулируемой координаты, тем самым обеспечивая малые амплитудные и фазовые погрешности вычисления фазовых координат системы.

Постановка задачи. Цель настоящей работы состоит в сравнительной оценке вариантов структур позиционных электроприводов, отличающихся составом датчиков обратных связей и наблюдателей состояния, путем анализа их переходных характеристик и в выявлении конфигурации системы управления, наиболее рациональной с точки зрения технической реализации.

Результаты работы. Динамика позиционного электропривода описывается системой дифференциальных уравнений

$$\left. \begin{aligned} p\varphi &= \omega; \quad p\omega = \varepsilon = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot (i - i_c) \\ p\varepsilon &= a = \frac{k_p \cdot c}{J} \cdot \frac{u - R \cdot i - c \cdot \omega}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $\varphi, \omega, \varepsilon, a$ – соответственно угловое положение, скорость, ускорение и рывок исполнительного вала; i, i_c – ток якоря и статический ток; u – напряжение преобразователя; $k_p, R, L, J, c = k\Phi$ – параметры электромеханической системы.

Для придания нечувствительности к координатным и параметрическим возмущениям, а также для обеспечения формирования оптимальных траекторий релейные

контуры системы стабилизации положения должны быть замкнуты по старшим производным регулируемой координаты. Алгоритм управления такой системы, построенной по каскадно-подчиненному принципу, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_{pp} &= \omega^* = \omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi^* - \varphi - K_{\varphi\omega} \cdot \omega - K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{pc} &= \varepsilon^* = \varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{py} &= u^* = U_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon^* - \varepsilon) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где символом * отмечены как входное задающее воздействие, так и заданные значения промежуточных координат состояния, формируемые регуляторами системы.

Метод N-i переключений [3] позволяет при заданных уровнях ограничений канонических координат ω_{\max} , ε_{\max} , a_{\max} найти коэффициенты обратных связей регуляторов положения и скорости $K_{\varphi\omega}$, $K_{\varphi\varepsilon}$, $K_{\omega\varepsilon}$, обеспечивающие осуществление единичных переключений в расчетных точках оптимальной по быстродействию траектории, не прибегая к явному построению самой траектории:

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}}; K_{\varphi\omega} = \frac{\omega_{\max}}{2 \cdot \varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}}; K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{4 \cdot a_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12 \cdot a_{\max}^2}. \quad (3)$$

При практической реализации системы оптимального управления замыкаются по вычисленным сигналам старших производных $\hat{\omega}$, $\hat{\varepsilon}$. Релейный наблюдатель состояния полного порядка описывается системой дифференциальных уравнений

$$p\hat{\varphi} = \hat{\omega}; p^2\hat{\varphi} = p\hat{\omega} = \hat{\varepsilon}; p^3\hat{\varphi} = p\hat{\varepsilon} = \hat{a}; \hat{a} = \hat{a}_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi - \hat{\varphi} - \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot \hat{\omega} - \hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot \hat{\varepsilon}), \quad (4)$$

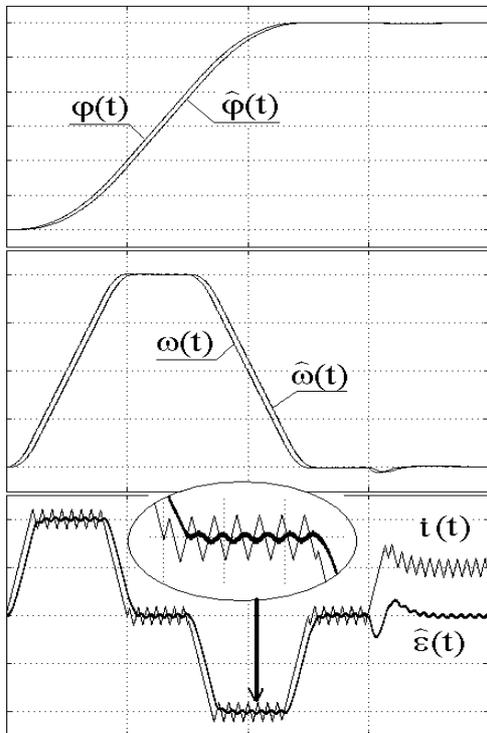


Рисунок 1– Динамика наблюдателя с одним входом

где символом « $\hat{\quad}$ » обозначены координаты состояния и параметры наблюдателя. Заметим, что в отличие от (2) система управления дифференциатора является одноконтурной, поскольку скользящий режим его регулятора должен существовать постоянно. Коэффициенты внутренних обратных связей дифференцирующего устройства $\hat{K}_{\varphi\omega}$, $\hat{K}_{\varphi\varepsilon}$ можно синтезировать путем подстановки в выражения (3) уровней ограничений вычисленных производных $\hat{\omega}_{\max}$, $\hat{\varepsilon}_{\max}$, \hat{a}_{\max} , которые для обеспечения должного быстродействия дифференцирующего устройства должны превышать ограничения соответствующих фазовых координат электропривода ω_{\max} , ε_{\max} , a_{\max} .

Передаточная функция такого дифференциатора имеет вид

$$W(p) = \frac{\hat{\varphi}(p)}{\varphi(p)} = \frac{1}{\hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1}, \quad (5)$$

свидетельствующий о наличии амплитудных и фазовых погрешностей восстановления высоко-

частотных составляющих производных положения. В подтверждение данного вывода на рис.1 представлен результат параллельной работы наблюдателя состояния (4) и системы управления электроприводом с алгоритмами (2), замкнутой по идеальным производным положения ω, ε . Замыкание системы управления производными $\hat{\omega}, \hat{\varepsilon}$, вычисляемыми с такими погрешностями, приведет к снижению частоты скользящего режима и росту амплитуды пульсаций координат, в особенности тока якоря, что является неприемлемым.

Расширение полосы пропускания наблюдателя состояния в область высоких частот может быть достигнуто уменьшением коэффициентов его внутренних обратных связей $\hat{K}_{\varphi\omega}, \hat{K}_{\varphi\varepsilon}$ путем повышения расчетных уровней ограничений производных $\hat{\omega}_{\max}, \hat{\varepsilon}_{\max}, \hat{a}_{\max}$ при синтезе. Однако рост быстродействия дифференциатора требует соответствующего повышения частоты скользящего режима его регулятора, которая в реальных системах ограничена. Кроме того, данная мера снижает помехоустойчивость наблюдателя по каналу задающего сигнала $\varphi = \hat{\varphi}^*$.

Предложенное в статье [2] структурное решение состоит в учете функцией переключения наблюдателя измеренных сигналов, пропорциональных производным регулируемой координаты:

$$p\varphi = \omega; p^2\varphi = \frac{c}{J} \cdot i. \quad (6)$$

Наблюдатель с уравнением скольжения

$$\varphi - \hat{\varphi} + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot (p\varphi - \hat{\omega}) + \hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot (p^2\varphi - \hat{\varepsilon}) = 0 \quad (7)$$

лишен описанных выше недостатков, поскольку обладает передаточной функцией

$$W(p) = \frac{\hat{\varphi}(p)}{\varphi(p)} = \frac{\hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1}{\hat{K}_{\varphi\varepsilon} \cdot p^2 + \hat{K}_{\varphi\omega} \cdot p + 1} = 1. \quad (8)$$

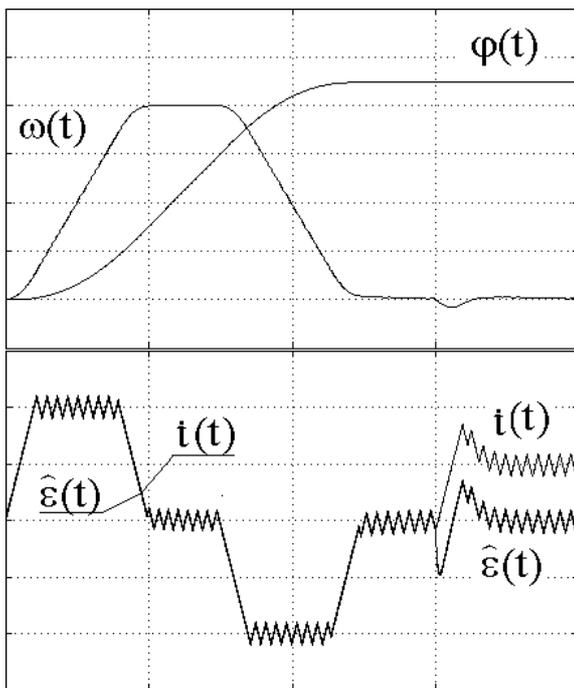


Рисунок 2 – Динамика системы управления с введением в наблюдатель полного вектора состояния

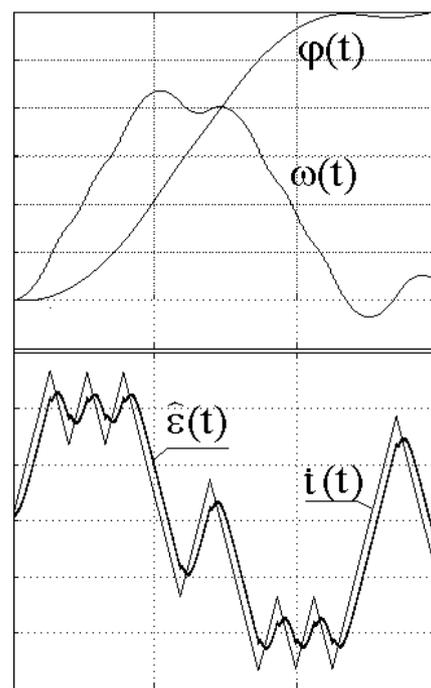


Рисунок 3 – Динамика системы управления с введением в наблюдатель неполного вектора состояния

В действительности равенство (8) не является строгим из-за погрешностей измерения скорости и тока, а также в силу параметрической связи в выражениях (6) между током и ускорением. Тем не менее, система подчиненного регулирования, замкнутая по вычисленным таким наблюдателем производным положения, обеспечивает высокое качество регулирования как в переходных, так и в статических режимах (рис.2). Структурное решение задачи повышения точности дифференцирующего устройства позволяет ограничить частоту его скольжения величиной, превосходящей частоту переключений регуляторов СУЭП не более чем на порядок, что необходимо для взаимной независимости скользящих режимов регуляторов (2) и дифференциатора.

К недостаткам рассмотренной реализации алгоритмов оптимального управления следует отнести наличие датчиков всех трех координат состояния ЭМС (1), что усложняет конструкцию электропривода и побуждает к поиску путей сокращения состава измеряемых координат. Выполненные исследования указывают на острую необходимость учета уравнением скольжения наблюдателя высокочастотной составляющей ускорения, которая практически не отображается на диаграммах скорости. Следовательно, отказаться от измерения скорости можно без ущерба для точности восстановления пульсаций ускорения. Дополнительным доводом в пользу такого отказа служит высокая относительная погрешность импульсных датчиков частоты вращения при малых скоростях, то есть на наиболее ответственных этапах процесса позиционирования. Однако в результате простого исключения измеренной скорости из уравнения (7) точность дифференцирования снижается, приводя к существенной деформации переходных кривых системы (рис.3). Во избежание «увода» передаточной функции (8) от единицы при отказе от измерения скорости предлагается ввести в уравнение скольжения (7) дифференциатора полного порядка сигнал производной положения $p\varphi = \dot{\omega}$, вычисленный дополнительным наблюдателем пониженного порядка. На рис.4 представлена схема модели предложенного двухуровневого наблюдателя состояния.

Динамика наблюдателя пониженного порядка описывается системой дифференциальных уравнений

$$p\tilde{\varphi} = \tilde{\omega}; p^2\tilde{\varphi} = p\tilde{\omega} = \tilde{\varepsilon}; \tilde{\varepsilon} = \tilde{\varepsilon}_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi - \tilde{\varphi} - \tilde{K}_{\varphi\omega} \cdot \tilde{\omega}), \quad (9)$$

в которой его собственные координаты состояния и параметры обозначены символом «~». Коэффициент внутренней обратной связи системы второго порядка при подстановке в выражения (3) соответствующих уровней ограничений примет значение

$$\tilde{K}_{\varphi\omega} = \frac{\tilde{\omega}_{\max}}{2 \cdot \tilde{\varepsilon}_{\max}}.$$

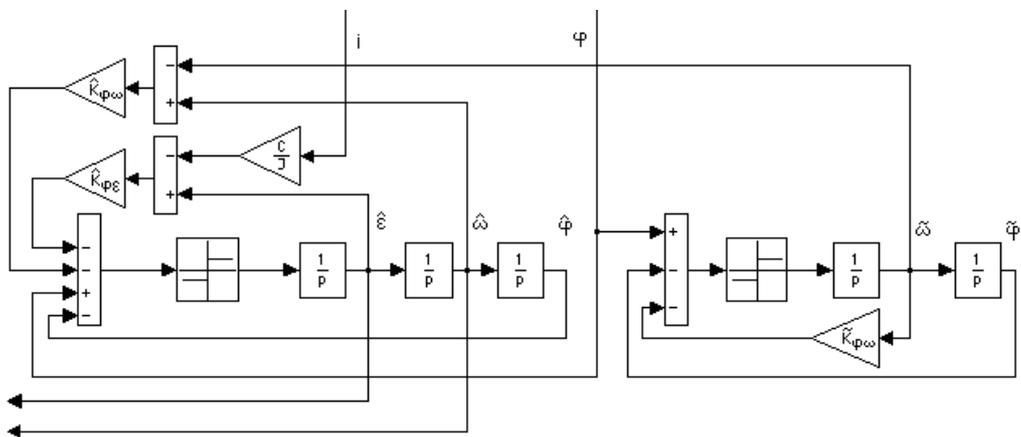


Рисунок 4 – Схема двухуровневого наблюдателя

Анализ переходных процессов позиционной системы с управлениями (2), замкнутой сигналами такого наблюдателя, подтверждает эффективность предложенного структурного решения. Временные диаграммы режимов позиционирования и ударного приложения нагрузки позиционного электропривода, замкнутого через двухуровневый наблюдатель (рис.5), демонстрируют соответствие переходных траекторий их прогнозируемому виду, аperiodический характер процесса, астатизм и отсутствие пульсаций ускорения сверх уровня, определяемого шириной петли гистерезиса регуляторов СУЭП.

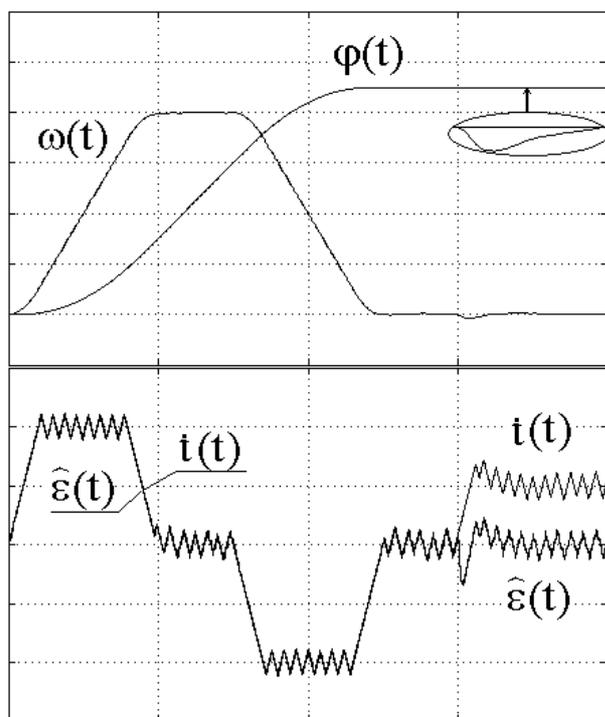


Рисунок 5 – Динамика системы с двухуровневым наблюдателем

соответствие переходных траекторий их прогнозируемому виду, аperiodический характер процесса, астатизм и отсутствие пульсаций ускорения сверх уровня, определяемого шириной петли гистерезиса регуляторов СУЭП.

Выводы. На основании анализа передаточных функций наблюдающих устройств и сравнительной оценки переходных характеристик определена рациональная конфигурация информационно-датчиковой части системы управления позиционным электроприводом. Соответствие качественных показателей динамических характеристик замкнутой системы управления общепринятым требованиям к позиционным электроприводам позволяет сделать вывод о приемлемой для прикладных задач точности вычисления производных наблюдателями с предложенной двухуровневой структурой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В., Дерез А.Л., Лобачев С.В. Оптимизация по быстродействию дифференцирующих устройств для релейных систем управления следящими электроприводами/ Проблемы создания новых машин и технологий: Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. – Кременчуг. – 1998. – Выпуск 1. – С.35-38.
2. Садовой А.В., Дерез А.Л. Релейный наблюдатель производных ошибки слежения позиционного электропривода/ Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод». – Харьков. – 2003. – Выпуск 10, том 2. – С.337-338.
3. Садовой А.В., Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений/ Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод». – Харьков. – 2004. – С.53-56.

Днепродзержинский государственный технический университет

ДИНАМИКА РЕАКТОРНОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С НЕЛИНЕЙНЫМ НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Введение. В современной промышленности заметна тенденция к расширению области применения синхронных двигателей (СД) средних и больших мощностей. Применение таких двигателей с одной стороны обеспечивает довольно высокие технико-экономические показатели, а с другой – требует применения новых технических решений для их пуска, особенно для привода механизмов со значительным моментом статического сопротивления (шаровые и стержневые мельницы, дробилки, скребковые конвейеры). Значительные электродинамические и токовые перегрузки статорной и пусковой обмоток делают применение асинхронного способа пуска мощных СД проблематичным, а в некоторых случаях и невозможным.

Для ограничения токовых и электродинамических нагрузок предложены системы облегченного пуска СД [1]. Параметрические способы пуска СД с использованием реакторов, автотрансформаторов или тиристорных регуляторов напряжения (ТРН) обеспечивают эффективное управление пусковыми током и моментом в сторону их уменьшения. Квадратичная зависимость электромагнитного момента от напряжения не позволяет создать вращающие моменты, достигающие пускового момента естественной характеристики СД при одновременном ограничении пускового тока на уровне трех-четырех кратного значения от номинального.

При параметрическом способе пуска необходимо обеспечить достаточность пускового момента СД для разворота механизма с учетом возможного колебания напряжения сети и неустойчивости момента сопротивления механизма. Поэтому минимальное напряжение $u_{доп}$ на статоре, при котором обеспечивается пуск электропривода, будет

$$u_{доп} = \sqrt{\frac{(1,2...1,3)m_{мех}}{m_n}},$$

где $m_{мех}$ – момент статического сопротивления механизма при неподвижном роторе;

m_n – начальный пусковой момент СД по каталогу при номинальном напряжении статора.

Таким образом, существенным недостатком этого способа пуска является значительное снижение пускового момента СД при ограничении тока статора на заданном уровне.

Постановка задачи. Задачей исследований является повышение пускового момента СД при ограничении тока статора.

Результаты исследований. В режиме асинхронного пуска СД электромагнитный момент создается, в основном, пусковой обмоткой, а обмотка возбуждения оказывается недогруженной, поскольку амплитуда тока обмотки возбуждения лежит в пределах (0,8...1) номинального тока возбуждения. Причем величина электромагнитного момента этой обмотки незначительна из-за фазового сдвига между ЭДС и током, приближающегося к 90 эл.град. При этом при одноименной полярности этих величин создается двигательный момент, а при разноименной – тормозной. Причем из-за одноосного эффекта обмотки возбуждения (ОВ) момент, создаваемый этой обмоткой, суммируется с моментом пусковой обмотки до полусин-

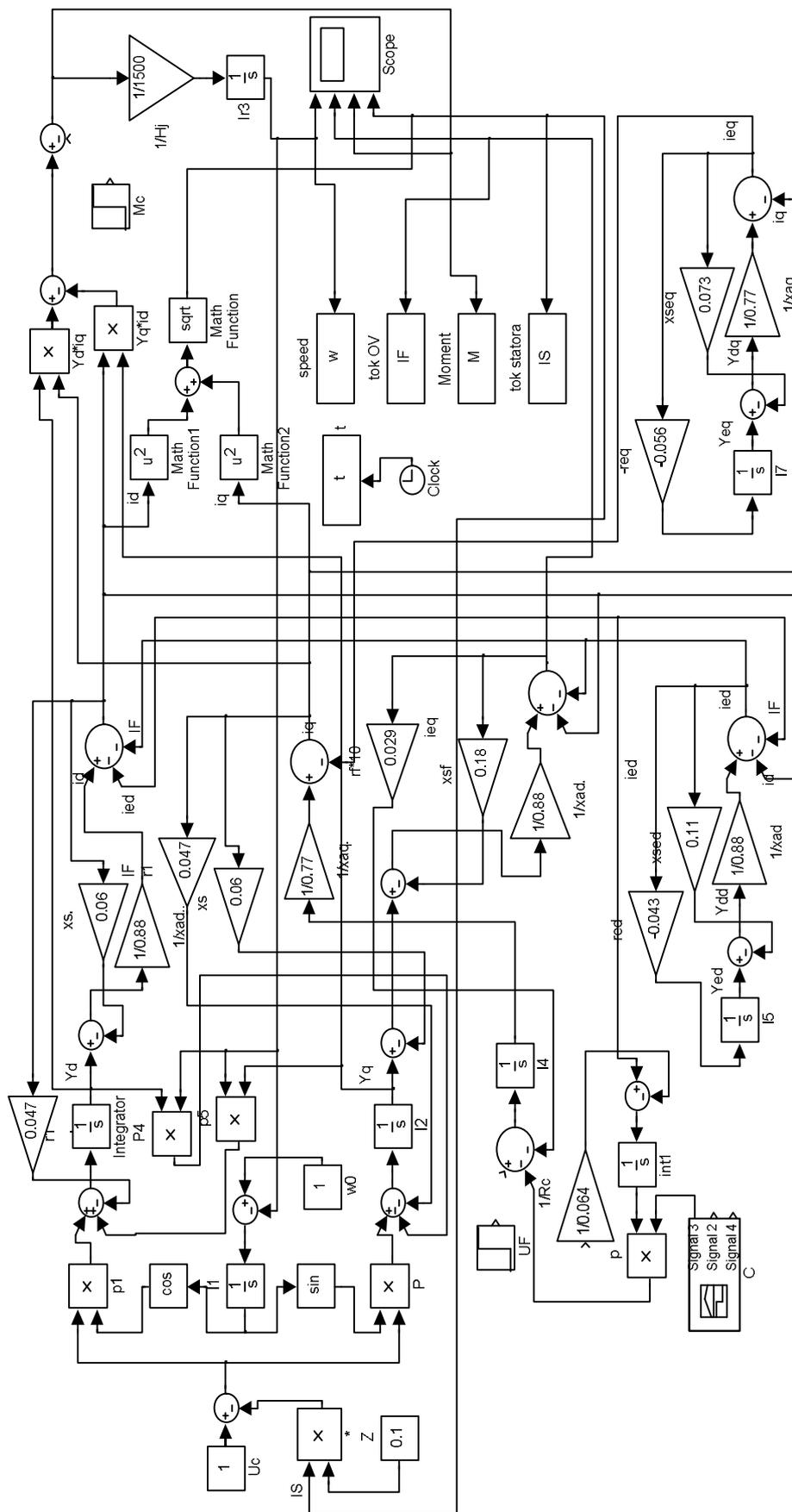


Рисунок 1 – Математическая модель СД с нелинейным емкостным накопителем энергии

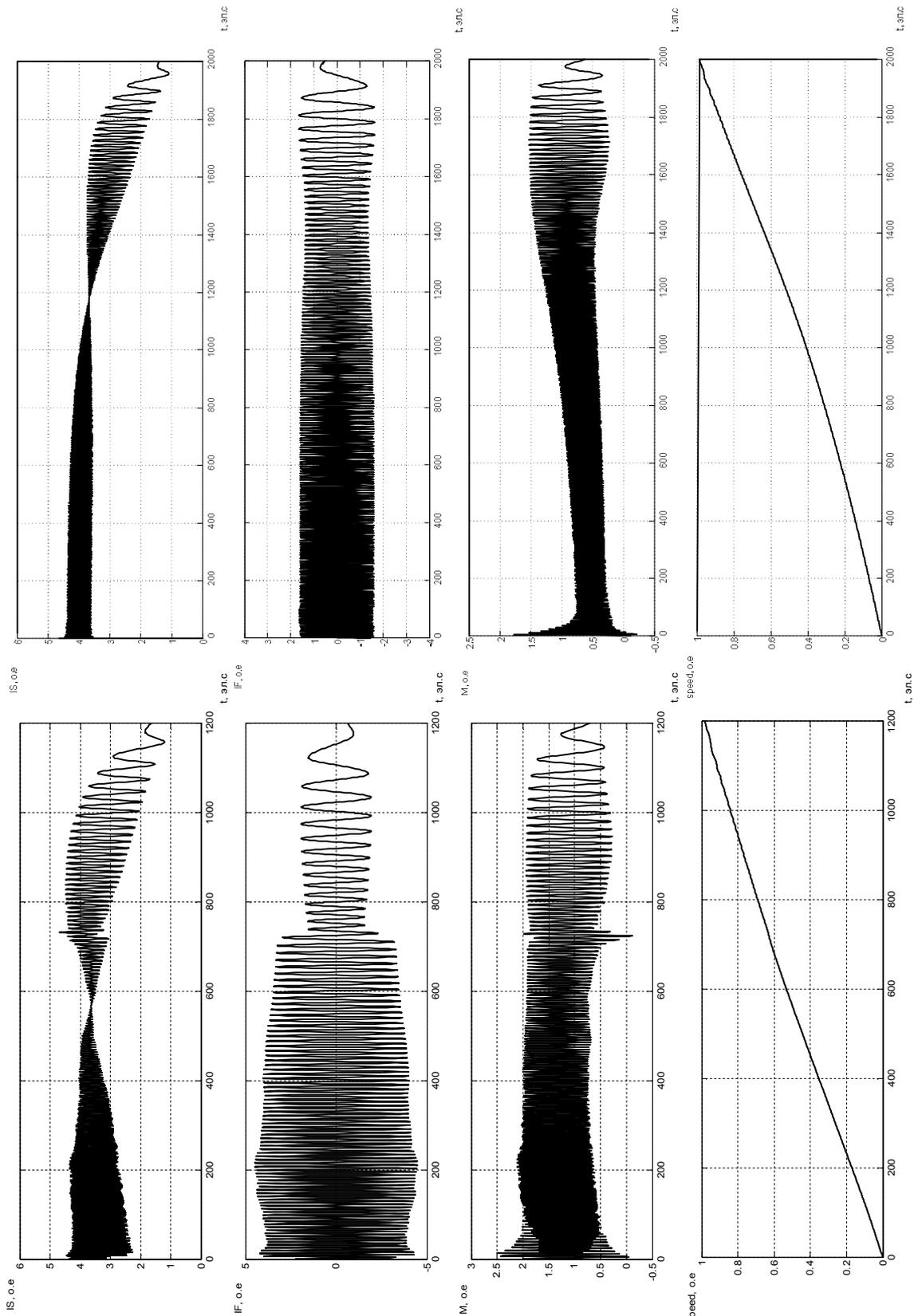


Рисунок 2 – Пусковые характеристики реакторного пуска СД с нелинейным емкостным накопителем энергии

Рисунок 3 – Пусковые характеристики реакторного пуска с 4-кратным пусковым резистором в ОВ

хронной скорости, а после – вычитается. Поэтому для увеличения пускового момента СД за счет создания избыточного момента ОВ необходимо уменьшать фазовый сдвиг между ЭСД и током ОВ, увеличивая амплитуду этого тока. Этого эффекта можно достичь включением нелинейных емкостных накопителей энергии в ОВ, поскольку реактивное сопротивление этих накопителей обратно пропорционально квадрату скольжения ротора. При этом компенсируется электромагнитная инерционность контура возбуждения, уменьшается фазовый сдвиг между ЭДС и током ОВ, возрастает амплитуда этого тока, что ведет к перераспределению токовой нагрузки между ОВ и пусковой обмоткой [2].

Ограничение токовых и электродинамических нагрузок на электрические контуры статора может быть достигнуто включением реактора, который автоматически увеличивает напряжение по мере снижения тока статора, а увеличение пускового момента обеспечивается применением нелинейного емкостного накопителя энергии.

Для сравнительной оценки влияния нелинейного накопителя энергии на динамику реакторного пуска используется система дифференциальных уравнений СД в осях d , q , представленных в относительных единицах (о.е.), реализованная в пакете MATLAB (рис.1).

Расчетные зависимости пусковых режимов выполнены для синхронного двигателя типа СДС3-2000-100 привода шаровой барабанной мельницы. Номинальные параметры двигателя: $P_n=2000$ кВт, $U_{1H}=6000$ В, $I_n=229$ А, $n_n=100$ об/мин.

Параметры обмотки возбуждения: $U_{nH}=51$ В, $I_{nH}=276$ А. Относительно реактивное сопротивление реактора $Z=0,1$ о.е., начальное емкостное сопротивление накопителя энергии на частоте сети $X_C=0,15$ о.е.

На рис.2 приведены пусковые характеристики реакторного пуска СД с нелинейным емкостным накопителем энергии. Анализ расчетных зависимостей показывает, что пусковой момент СД превышает двухкратное значение при ограничении тока статора на уровне 4,5-кратного значения. Амплитуда тока ОВ достигает 4-кратного значения.

На рис.3 показаны пусковые характеристики реакторного пуска с 4-кратным пусковым резистором в ОВ. Анализ расчетных зависимостей показывает, что электромагнитный момент изменяется от 0,5 о.е в начале пуска до 1,5 о.е на подсинхронной скорости при ограничении тока статора на уровне 4,5-кратного значения. Амплитуда тока ОВ не превышает двухкратного значения.

Сравнительный анализ расчетных зависимостей показывает, что пусковой момент СД с накопителем энергии возрастает на 60% при одном и том же уровне ограничения тока статора.

Выводы. Повышение пускового момента синхронного двигателя обеспечивается за счет избыточного момента, создаваемого обмоткой возбуждения при включении нелинейного емкостного накопителя энергии, а заданный уровень ограничения тока статора – величиной сопротивления реактора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Энергосберегающее оборудование для систем нерегулируемого электропривода/ А.В.Луговой, Д.И.Родькин, А.П.Черный, С.Г.Хайлина/ Сб. науч. тр. Вып.1 – Кременчуг: КПИИ. – 1998. – С.15-23.
2. Низимов В.Б. Применение накопителей энергии для асинхронного пуска синхронных двигателей// Науковий вісник НГА України. – 2000.–№1.–С.49-51.

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С НАКОПИТЕЛЕМ ЭНЕРГИИ

Введение. На современном этапе развития промышленности заметна тенденция к расширению областей применения синхронных машин как для привода различных механизмов технологических процессов, так и для выработки электрической энергии в промышленных масштабах. Одной из областей применения синхронных генераторов является их использование в качестве автономных источников электроэнергии.

Обеспечение надежности электроснабжения удаленных от электросетей малоаселенных территорий в условиях стихийных бедствий может быть достигнуто путем создания формируемых источников электроснабжения. Сущность формируемых источников состоит в том, что на период аварийного состояния в энергосистеме на отдельных предприятиях создаются с использованием штатного оборудования временные генерирующие установки для электропитания наиболее ответственных потребителей [1,2].

Создание формируемых источников электропитания для промышленных и бытовых нужд позволяет снизить негативные последствия природных катастроф и стихийных бедствий. В качестве автономного источника энергии может быть применён любой тип электрической машины. При этом должна быть достигнута простота реализации, надёжность функционирования, возможность эксплуатации низкоквалифицированным персоналом [3].

При применении синхронных генераторов (СГ) инерционность обмотки возбуждения электромашинных возбудителей и самого генератора требует разработки новых технических решений, позволяющих компенсировать эту инерционность. Настоящие исследования посвящены разработке формируемых источников энергии на базе синхронных генераторов с вентильно-емкостным возбуждением, позволяющим компенсировать инерционность каналов регулирования тока возбуждения.

Современные достижения в производстве силовых конденсаторов и полупроводниковой техники создали предпосылки для разработки эффективных формируемых источников электропитания с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ) в контуре возбуждения в сочетании с вентильными преобразователями [5].

Формируемые источники электропитания с ЕНЭ имеют характеристики, которые принципиально отличают их от существующих источников и позволяют существенно улучшить квазистатические и динамические характеристики.

Для исследования переходных и установившихся процессов электромеханических комплексов, содержащих синхронную машину и вентильные преобразователи, целесообразно выполнить их математическое описание в системе фазных координат, которая наиболее приближена к реальным физическим процессам.

В связи с тем, что дифференциальные уравнения контуров синхронной машины содержат переменные коэффициенты, которые являются периодическими функциями углов поворота ротора, то обычно математическое описание синхронной машины выполняют в ортогональных координатах, жестко связанных с ротором [6].

Постановка задачі. Исследование влияния емкостного накопителя энергии в контуре возбуждения на выходные характеристики синхронного генератора при различных способах возбуждения.

Результаты исследований. Будем предполагать, что демпферная обмотка машины представлена по одному эквивалентному контуру в продольной и поперечной осях. В качестве накопителя энергии используется электрическая емкость с сопротивлением X_C , шунтированная резистором R_{CH} .

Для получения удобной математической модели представим уравнение электрического равновесия напряжений для контуров СМ и уравнения потокосцепления в следующем виде [4]:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -r_1 i_d + p\psi_d - \psi_q \omega \\ u_q &= -r_1 i_q + p\psi_q + \psi_d \omega \\ u_f &= r_f i_f + p\psi_f + \frac{1}{p} x_c \left(i - \frac{u_c}{R_{CH}} \right) \\ u_{kd} &= r_{kd} i_{kd} + p\psi_{kd} \\ u_{kq} &= r_{kq} i_{kq} + p\psi_{kq} \\ \psi_d &= x_{ad} (-i_d + i_f + i_{kd}) - x_{\sigma} i_d \\ \psi_q &= x_{aq} (-i_q + i_{kq}) - x_{\sigma} i_q \\ \psi_f &= x_{ad} (-i_d + i_f + i_{kd}) - x_{\sigma f} i_f \\ \psi_{kd} &= x_{ad} (-i_d + i_f + i_{kd}) - x_{\sigma kd} i_{kd} \\ \psi_{kq} &= x_{aq} (-i_q + i_{kq}) - x_{\sigma kq} i_{kq} \end{aligned} \right\}$$

где $x_{\sigma}, x_{\sigma f}, x_{\sigma kd}, x_{\sigma kq}$ – индуктивные сопротивления рассеяния соответствующих контуров; x_{ad}, x_{aq} – сопротивления взаимной индукции по соответствующим осям; $u_d, u_q, u_f, u_{kd}, u_{kq}$ – напряжения контуров; $i_d, i_q, i_f, i_{kd}, i_{kq}$ – токи контуров; u_c, x_c – напряжение на ЕНЭ и емкостное сопротивление накопителя на частоте сети; R_{CH} – сопротивление, шунтирующее накопитель; r_1, r_f, r_{kd}, r_{kq} – активные сопротивления контуров; $\psi_d, \psi_q, \psi_f, \psi_{kd}, \psi_{kq}$ – потокосцепления собственных контуров.

На основе системы уравнений и уравнения механического равновесия разработана структурная схема синхронной машины, работающей в режиме генератора (рис.1), без учета влияния активного сопротивления статора и производных потокосцеплений ввиду их малости.

Для исследования как независимого возбуждения, так и режима самовозбуждения приведенная на рис.1 структурная схема СГ дополняется моделями функционального преобразователя координат d, q в трехфазную систему, трехфазного трансформатора, трехфазного мостового выпрямителя, а также блока коммутации напряжения самовозбуждения.

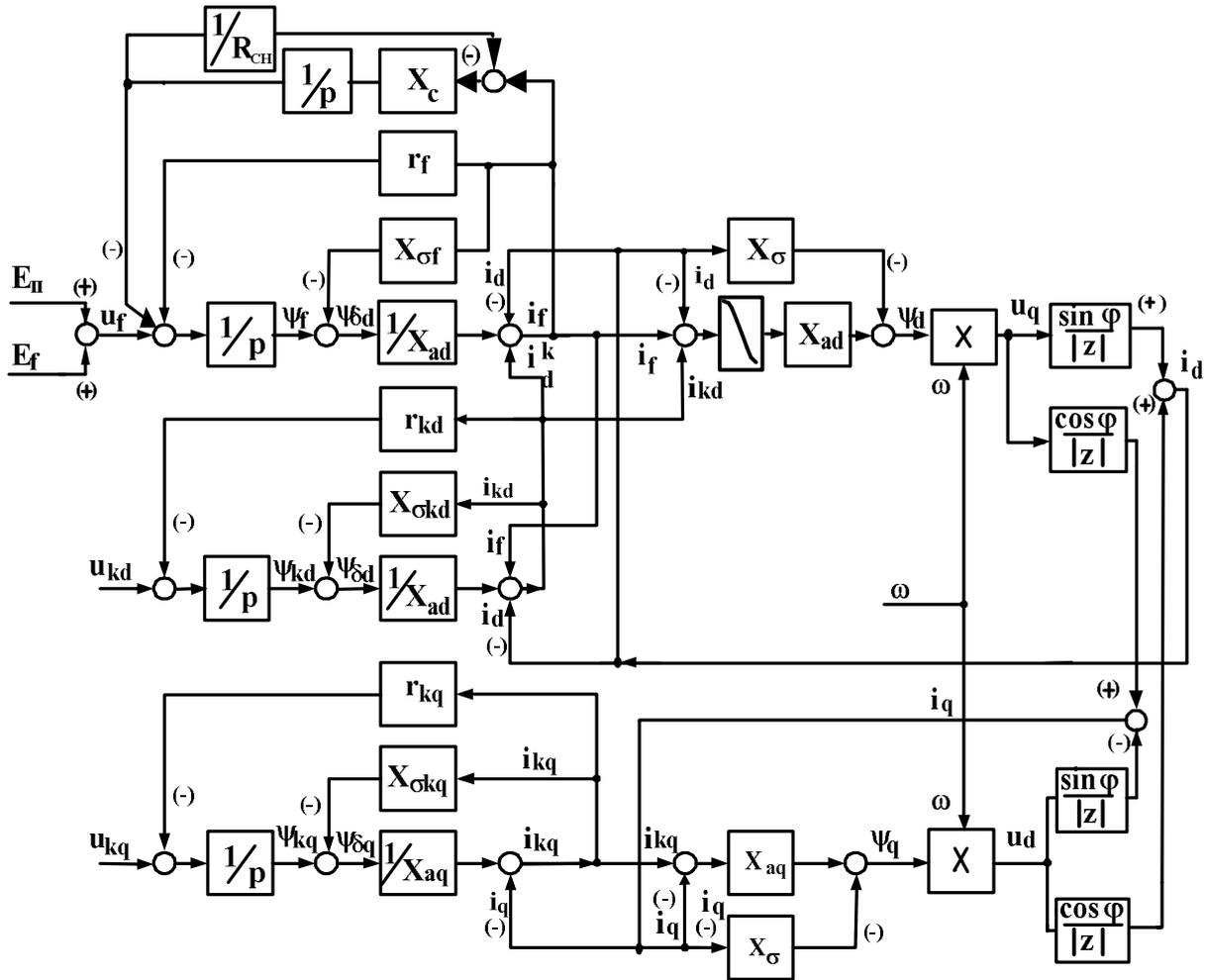


Рисунок 1 – Структурная схема синхронного генератора с емкостным накопителем энергии

На основании математической модели выполнено исследование режимов независимого возбуждения СГ при включении в ОВ дополнительных элементов, которые влияют на быстрейшее нарастания выходного напряжения (рис.2-4).

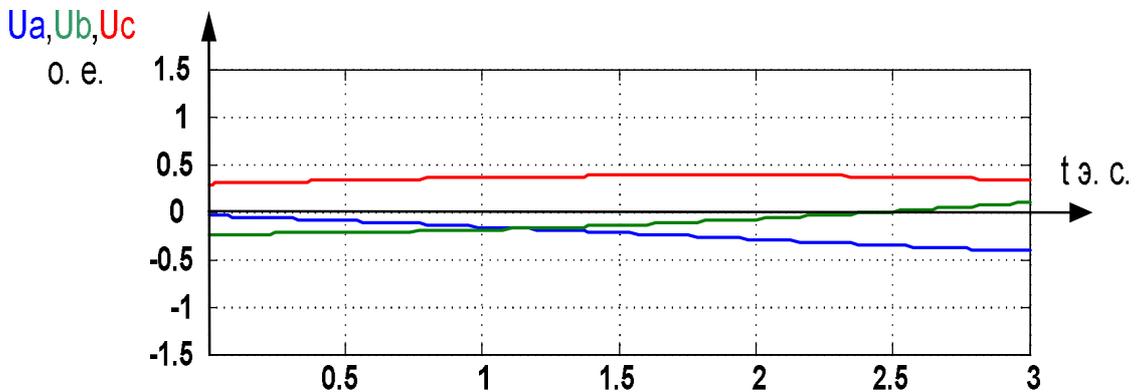


Рисунок 2 – Фрагмент переходного процесса выходного напряжения генератора без ЕНЭ и шунтирующего резистора

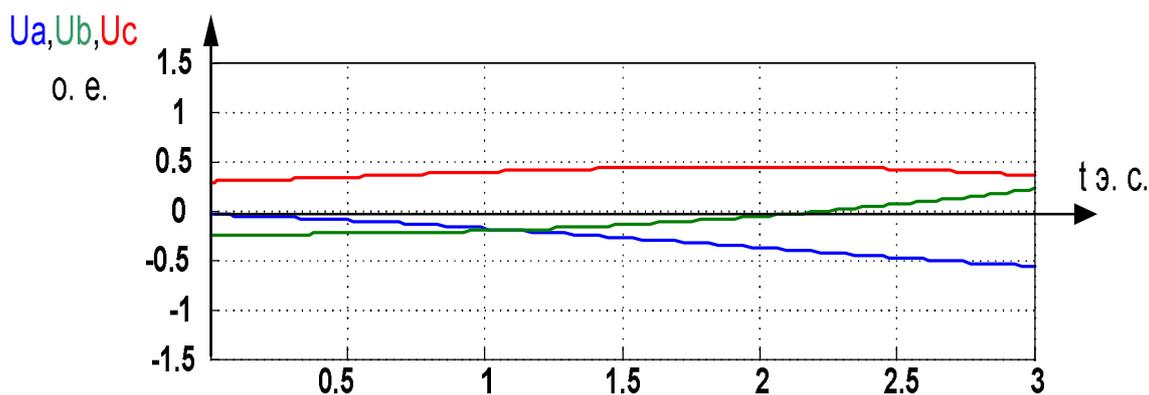


Рисунок 3 – Фрагмент переходного процесса выходного напряжения генератора с ЕНЭ и шунтирующим резистором

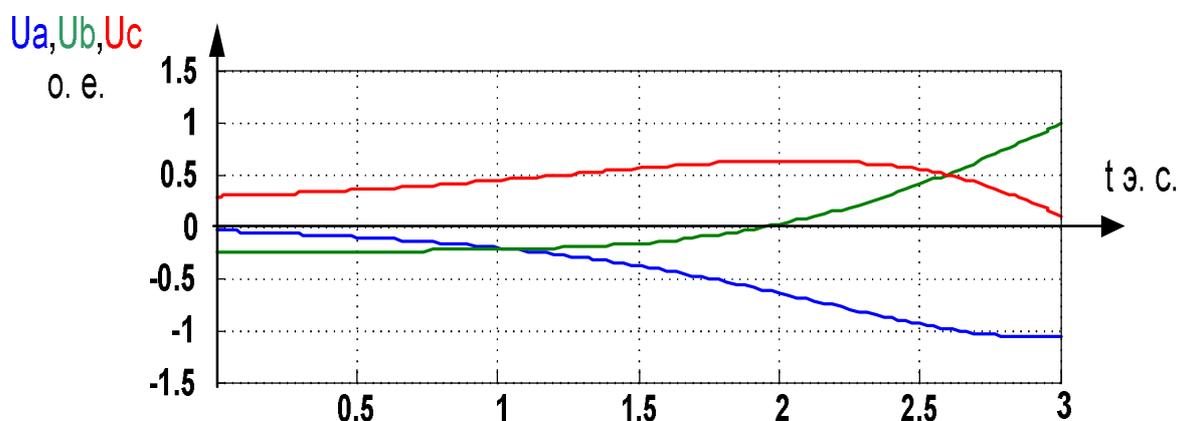


Рисунок 4 – Фрагмент переходного процесса выходного напряжения генератора с ЕНЭ без шунтирующего резистора

Из сравнения полученных результатов переходных процессов следует, что применение ЕНЭ в контуре возбуждения способствует увеличению скорости нарастания выходного напряжения (табл. 1).

Таблица 1 – Сравнительная оценка режимов возбуждения СГ

Параметры	Напряжение статора U_s , о.е.	Время определения выходного напряжения, э.с.	Параметры	Напряжение статора U_s , о.е.	Время достижения номинального напряжения $t_{э.с.}$
Некомпенсированный контур возбуждения	0.37	2.62	Некомпенсированный контур возбуждения	1.0	18.95
С ЕНЭ и шунтирующим резистором	0.5		8.32		
С ЕНЭ без шунтирующего резистора	1.0		2.62		

Выводы. На основании аналитического обзора, теоретических и экспериментальных исследований влияния параметров контура возбуждения на быстродействие режимов возбуждения синхронного генератора установлено:

Существенное увеличение быстродействия режимов возбуждения может быть достигнуто включением емкостного накопителя энергии в контур возбуждения синхронного генератора для стабилизации выходного напряжения при подключении потребителей соизмеримой мощности. Это имеет актуальное значение при решении вопросов надёжного электроснабжения как промышленных, так и коммунальных объектов народного хозяйства.

Кроме того, применение формируемых источников электропитания для промышленных и бытовых нужд позволяет снизить негативные последствия природных катастроф и стихийных бедствий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рыков Г.Ю., Гладырь А.И. Рациональная структура генерирующей части формируемых источников аварийного электроснабжения. – Кременчук: Вісник КДПУ. – 2006. – Випуск 4. Частина 1. – С.99-101.
2. Комаров Д.Т., Молоснов Н.Ф. Резервные источники электроснабжения сельскохозяйственных потребителей. – М.: Энергоатомиздат. – 1990. – 88с.
3. Торопов А.К. Передвижение электростанции и электрооборудование. – М.: Госгеолтехиздат. – 1987. – 116с.
4. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высш.шк., 1980. – 176с.
5. Низимов В.Б., Колычев С.В., Низимов Р.В. Система возбуждения синхронного генератора формируемого источника электропитания/ Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2005. – Вип.3(32) – С.33-35.
6. Низимов В.Б., Колычев С.В., Низимов Р.В., Сторожко В.С. Синхронная машина в режиме генератора формируемого источника электропитания/ Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2006. – Вип.3 (38). Частина 2. – С.56-58.

УДК 621.313

КАЧУРА А.В., к.т.н., доцент
СЪЯНОВ А.М., д. т. н., профессор
НИЗИМОВ В.Б., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПРОЦЕССОВ ДВУХКАТУШЕЧНОЙ КОНСТРУКЦИИ ИНДУКЦИОННОГО РЕОСТАТА В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. Производительность основных цехов металлургических предприятий, таких как сталеплавильные, конверторные, прокатные, напрямую зависит от надежности работы и производительности кранового оборудования, в котором используются, как правило, асинхронные двигатели (АД) с фазным ротором и дополнительные пусковые сопротивления. Опыт эксплуатации подобных установок показывает, что работа механизмов в тяжелых технологических условиях

сопровождается частыми неполадками и авариями. Наличие большого количества контактной аппаратуры в роторной цепи АД не способствует повышению надежности и исключает возможность применения данных механизмов в помещениях с агрессивной средой.

В сложившейся ситуации повышение надежности и функциональности кранового оборудования является важной задачей, которая может быть решена путем включения в цепь фазного ротора АД индукционных реостатов. Такое решение позволяет снизить количество контактной аппаратуры, уменьшить массогабаритные показатели всей системы, увеличить срок эксплуатации крановых механизмов.

При проектировании ИР важное значение имеют их температурные режимы работы. Это связано в первую очередь с тем, что, как правило, большинство ИР предполагают размещение элементов конструкции на незначительном расстоянии друг от друга, что создает неблагоприятные условия для их охлаждения. Данное обстоятельство приводит к неравномерному нагреву ИР и несимметрии фаз обмоток ротора АД, а в некоторых случаях и к выходу ИР из строя.

В работе рассмотрены особенности определения температурных параметров двухкатушечной конструкции ИР (рис.1, 2) на основе совместного анализа электромагнитных и тепловых процессов методом конечных элементов (МКЭ).

Постановка задачи. Задачей работы является разработка математической модели ИР в полевой постановке для исследования тепловых процессов на основе совместного анализа уравнений электромагнитного и теплового состояний.

Результаты работы. На основе [1] система уравнений, описывающая электромагнитные процессы в ИР в установившемся режиме, имеет вид:

$$-\nabla(\nu\nabla A) = \begin{cases} 0 - \text{в воздушном пространстве} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в экроне ИР} \\ \frac{N_{wr}\dot{I}_{02}}{S_{wr}} - \text{в катушке ИР} \end{cases} \quad (1)$$

Для исследования тепловых процессов в ИР система (1) должна быть дополнена уравнением теплопроводности параболического типа:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot k \nabla T = Q(A), \quad (2)$$

где ρ – плотность вещества; C_p – удельная теплоемкость; T – функция температуры; k – теплопроводность; $Q(A)$ – мощность внутренних источников теплоты.

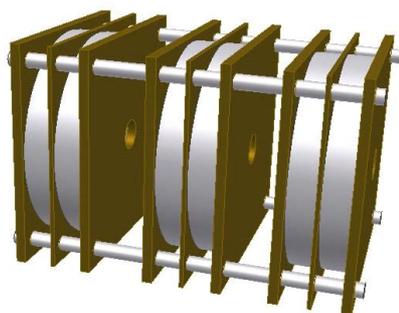


Рисунок 1 – Двухкатушечная конструкция ИР

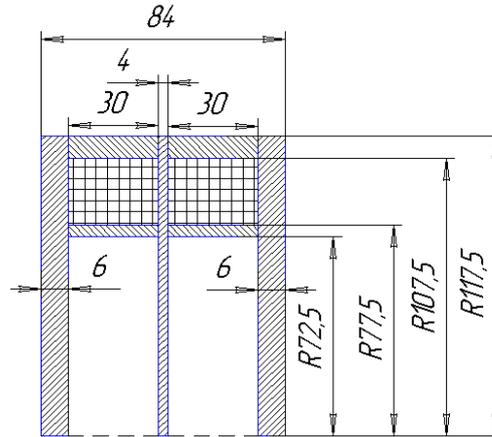


Рисунок 2 – Размеры двухкатушечной конструкции ИР

В осесимметрической постановке уравнение (2) приобретает вид:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(k \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} k \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial z} \left(\rho C_p k \frac{\partial T}{\partial z} \right) = Q(A). \quad (3)$$

Комбинируя системы уравнений (1) и (3) с уравнениями, описывающими АД в статических режимах работы [1], получим:

$$\left. \begin{aligned} [\dot{U}] &= [Z] [i]; \\ M &= \sqrt{3} L_m p \left(\dot{I}_A^* \dot{I}_b^* - \dot{I}_B^* \dot{I}_a^* + \dot{I}_A^* \dot{I}_b^* - \dot{I}_B^* \dot{I}_a^* \right); \\ -\nabla(v\nabla A) &= \begin{cases} -j\omega\sigma\dot{A} & \text{в экране ИР;} \\ \frac{N_{wr} \dot{I}_{02}}{S_{wr}} & \text{в катушке ИР;} \end{cases} \\ \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot k \nabla T &= Q(A), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $[\dot{U}] = [\dot{U}_{AB} \quad \dot{U}_{BC} \quad 0 \quad 0]_T$ – матрица напряжений; $[i] = [\dot{I}_A \quad \dot{I}_B \quad \dot{I}_a \quad \dot{I}_b]_T$ – матрица токов; $[Z]$ – матрица электромагнитных параметров АД с ИР [1].

Система уравнений (4) является нелинейной, связывающей между собой электромагнитные процессы в АД и тепловые процессы в ИР. Для ее решения воспользуемся МКЭ.

Представленная математическая модель позволяет учитывать зависимость электропроводности стальных пластин и элементов обмотки ИР от температуры:

$$\sigma_{st} = \frac{1}{[\rho_{0st}(1 + \alpha_{st}(T - T_0))]};$$

$$\sigma_{cu} = \frac{1}{[\rho_{0cu}(1 + \alpha_{cu}(T - T_0))]},$$

где ρ_{0st}, ρ_{0cu} – сопротивление стали и меди при температуре T_0 ; α_{st}, α_{cu} – температурный коэффициент сопротивления стали и меди соответственно; T – текущее значение температуры объекта.

Вектор “тепловых нагрузок” в осесимметрической постановке может быть представлен как

$$Q = \frac{1}{2} \sigma \operatorname{Re}(E \cdot \bar{E}) = \frac{\omega^2}{2[\rho_0(1 + \alpha(T - T_0))]} (A \cdot \bar{A}).$$

В качестве исследуемой выбрана двухкатушечная конструкция ИР, обеспечивающая при незначительных затратах на изготовление существенное изменение электромагнитных параметров, что позволяет получить требуемые характеристики АД. На рис.3 представлена конечно-элементная модель ИР в осесимметрической постановке, на которую в процессе расчета накладываются граничные условия 1-го и 2-го рода.

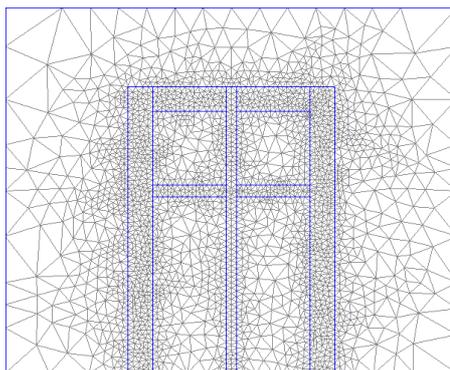


Рисунок 3 – Конечноэлементная модель ИР

На рис.4 представлены картины распределения температурного поля в сечении исследуемого ИР для интервала времени $t = 0-7200$ с, полученные в результате моделирования ИР совместно с АД для установившегося значения тока ротора 14 А.

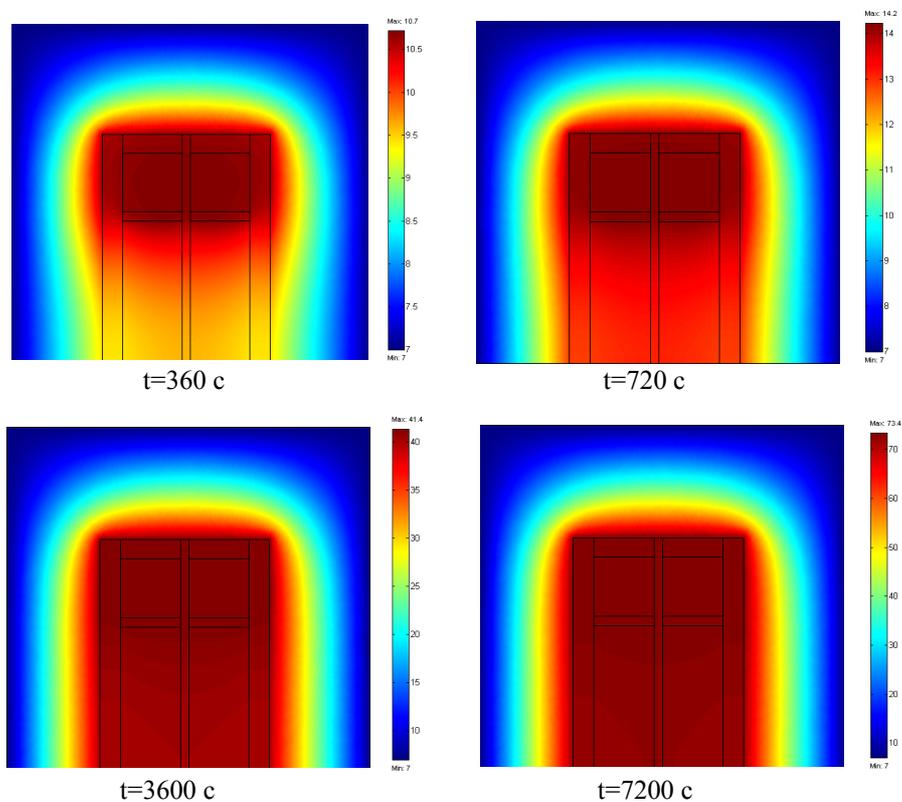


Рисунок 4 – Распределение температуры в ИР

Для оценки адекватности разработанной математической модели, а также экспериментальных исследований температурных режимов работы ИР разработан компьютеризированный комплекс, функциональная схема которого показана на рис. 5. В его состав входят АД (М), контактная аппаратура, измерительные приборы, датчики температуры, устройства согласования и ПЭВМ. Устройство согласования (PCLAB) представляет собой аналого-цифровой преобразователь, обрабатывающий сигналы первичной и вторичной обмоток АД. Передача данных о температуре ИР осуществляется с помощью последовательного интерфейса RS232.

В результате исследований получены данные изменения температуры ИР в различных точках конструкции от времени. На рис. 6 представлены экспериментальная и расчетная зависимости температуры наружного кольца двухкатушечной конструкции ИР. Моделирование выполнено МКЭ в осесимметричной постановке с учетом конвективного теплообмена с окружающей средой.

Полученные результаты показывают, что на промежутке времени $t = 0-4000$ с разработанная математическая модель описывает процесс нагрева ИР с достаточной степенью точности, а расхождение в 14% при $t = 7000$ с является допустимым в рамках поверочных расчетов.

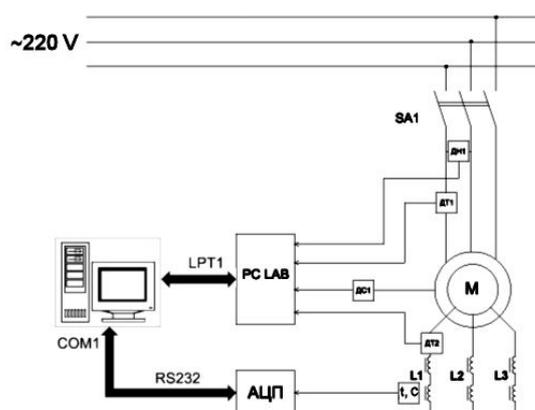


Рисунок 5 – Функциональная схема компьютеризированного комплекса

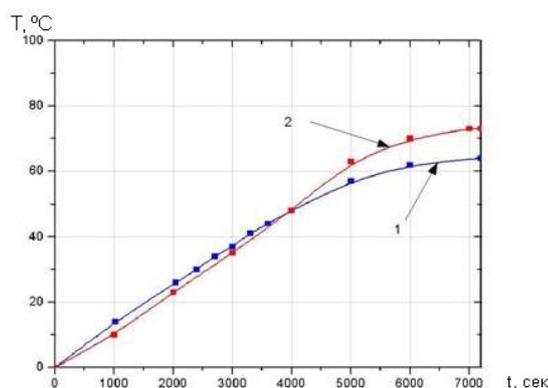


Рисунок 6 - Зависимости температуры кольца ИР:
1 – экспериментальная; 2 – расчетная

Выводы.

1. Расчет тепловых режимов ИР методом конечных элементов с учетом процессов преобразования энергии в системе АД–ИР позволяет получить распределение температуры по радиусу и длине ИР с погрешностью, не превышающей 14%.

2. Проведенный анализ температурных режимов двухкатушечной конструкции ИР расчетным и экспериментальным путем позволяет сделать вывод о том, что разработанная математическая модель является адекватной и позволяет рассчитать температурные режимы ИР различных конструкций с учетом конвективного теплообмена с окружающей средой и процессов, протекающих в роторной обмотке АД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Качура А.В., Сьянов А.М. Выбор рациональных параметров двухкатушечной конструкции индукционного реостата в цепи фазного ротора асинхронного двигателя/ Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета. Тематический выпуск. – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2007. – С.113-116.

УДК 62-533.6

СЬЯНОВ А.М., д. т. н., профессор
НАВРОЦКИЙ М.А., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ ПУСКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ТИРИСТОРНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

Введение. Для управления или регулирования частоты вращения асинхронного двигателя (АД) могут использоваться различные регуляторы напряжения, начиная от индукционного регулятора и кончая магнитным усилителем. Тиристорные регуляторы напряжения (ТРН) обладают высоким быстродействием, малыми массогабаритными показателями, высоким КПД, малой чувствительностью к изменению температуры и другими преимуществами. Управление АД с помощью изменения величины подводимого напряжения относится к так называемому параметрическому управлению, характеризующемуся изменением величины скольжения. Для построения схем ТРН с естественной или искусственной (принудительной) коммутацией используются тиристоры, симисторы, полностью управляемые вентили (транзисторы). Благодаря появлению полностью управляемых силовых ключей на базе транзисторов с изолированным затвором (IGBT), которые характеризуются высокими энергетическими и динамическими показателями, появилась возможность их применения в регуляторах напряжения. [1].

Постановка задачи. Задачей исследования является моделирование переходных процессов пуска АД с ТРН с помощью инструментальных средств пакета прикладных программ MATLAB 7.7.

Результаты работы. Виртуальная модель асинхронного электропривода с ТРН приведена на рис.1. Силовой канал собран на базе виртуальных блоков пакета расширения SimPowerSystem, а управляющие информационные каналы реализованы с помощью блоков основного пакета Simulink. Особенностью и удобством версии MATLAB 7.7 является наглядность в распознавании силовой части схемы и системы управления, недостатком – невозможность стыковки элементов обоих каналов без специальных блоков, набор которых достаточно ограничен.

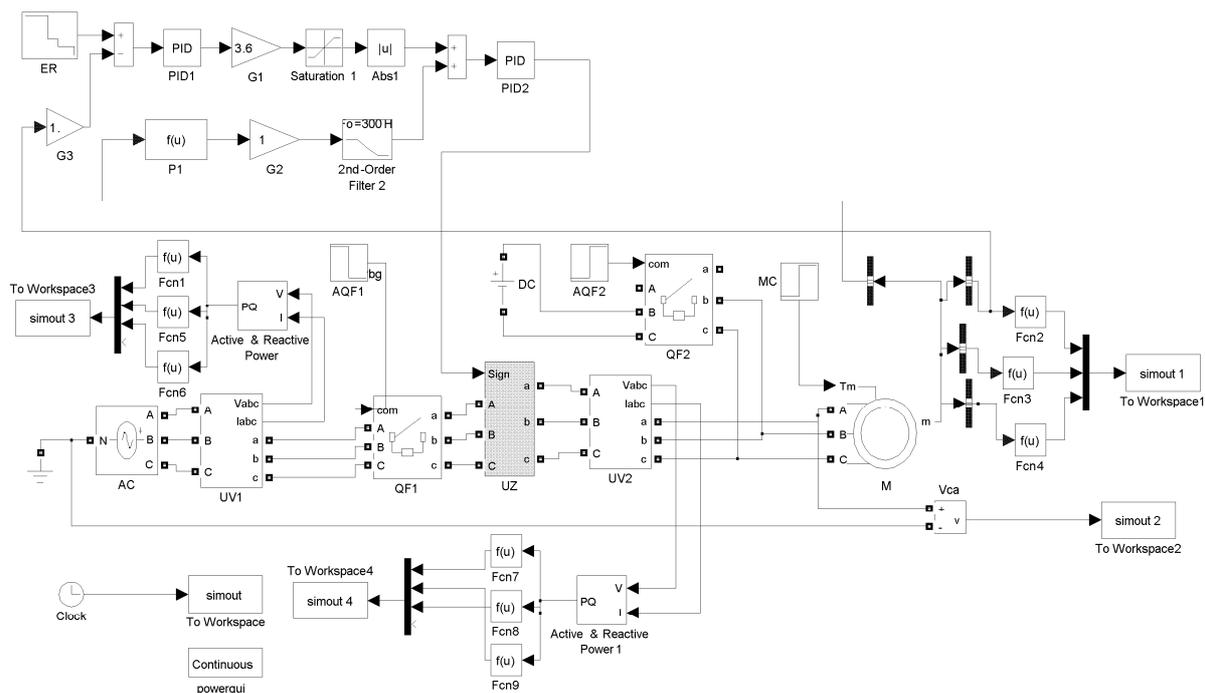


Рисунок 1 – Виртуальная модель асинхронного электропривода с ТРН

Функциональное назначение блоков и подсистем модели с указанием вводимых переменных и параметров в полях настройки соответствующих элементов приведено в табл.1

Таблица 1 – Назначение блоков

Обозначение	Наименование и назначение блоков	Вводимые параметры
1	2	3
Силовой канал электропривода (пакет SimPowerSystem)		
AC	Источник трехфазного напряжения переменного тока	Амплитуда фазного напряжения, начальный угол, частота сети, активное сопротивление и индуктивность источника
DC	Однофазный источник постоянного напряжения	Величина напряжения
QF1 QF2	Трехфазные автоматические выключатели	Активное сопротивление в замкнутом состоянии, сопротивление воздушного промежутка в разомкнутом состоянии
M	Асинхронный электродвигатель с короткозамкнутым ротором	Тип ротора, номинальная мощность, действующее линейное напряжение, частота, ток, активное сопротивление и индуктивности статора и ротора, индуктивность контура намагничивания, момент инерции, коэффициент вязкого трения, число пар полюсов, начальные условия

Продолжение таблицы 1

1	2	3
UV1	Подсистема определения фазных токов и напряжений на входе всей системы в целом	Отсутствуют
UV2	Подсистема определения фазных токов и напряжений в статорной цепи	Отсутствуют
Управляюще-информационный канал электропривода (пакет Simulink)		
AQF1 AQF2	Блоки выдачи сигналов на включение и отключение автоматических выключателей	Время и амплитуда подачи команды на включение или выключение (сигнал логической 1 или 0)
ER	Блок задания требуемой скоростной диаграммы	Время и амплитуда подачи соответствующих сигналов
PID1 PID2	ПИД - регуляторы	Коэффициент передачи пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющих, дискретность и ограничения интегратора и выходного сигнала
To Workspace	Блок переноса всех вычислений в рабочее пространство системы MATLAB	Отсутствуют
Clock	Блок задания временного интервала	Отсутствуют

Задаваемая скоростная диаграмма работы модели соответствует следующему алгоритму:

$t = 0$ – блок AQF1 подает команду на включение автомата QF1, блок UZ получает питание от сети AC. Блок ER выдает сигнал пропорциональный заданной скорости. Тиристорный преобразователь начинает работу. Блок MC формирует постоянную нагрузку;
 $0 < t \leq 0,35$ с – разгон электропривода до номинальной скорости;
 $0,35 < t \leq 1,2$ с – переход на пониженную скорость (блок ER уменьшает входной сигнал задания скорости);
 $1,2 < t \leq 1,21$ с – блок AQF1 подает команду на выключение автомата QF1;
 $t = 1,21$ с – AQF2 подает команду на включение автомата QF2. Торможение двигателя.

Динамические процессы, протекающие в системе электропривода, и энергетические показатели за рассматриваемый период моделирования фиксируются при помощи блоков Scope пакета Simulink. Размещение всех результатов вычислений в рабочем пространстве системы MATLAB с помощью блоков To Workspace позволяет достаточно удобно и быстро получить графические зависимости между необходимыми контролируемыми переменными в любом их сочетании.

Моделирование переходных процессов выполнялось для АД 4AA50A4У3 со следующими электромагнитными параметрами: $r_{01} = 91,1$ Ом; $x_{01} = 139,2$ Ом; $r'_{02} = 109,2$ Ом; $x'_{02} = 84,6$ Ом; $x_m = 820$ Ом. На рис.2, 3 показаны результаты моделирования переходного процесса пуска АД с ТРН. Пуск двигателя осуществлялся с номинальной нагрузкой. Пусковой ток составил $3I_n$ при двукратном максимальном значении момента. При переходе на пониженную скорость $0,5\omega_n$ наблюдается рост потребляемого тока, мощности и увеличение амплитуды гармоник в кривой момента.

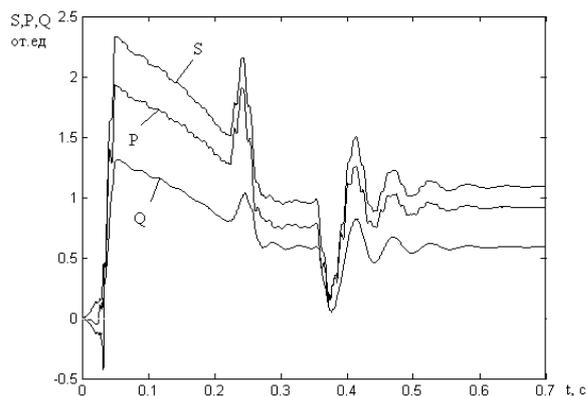


Рисунок 2 – Изменение потребляемой мощности во время пуска и регулирования

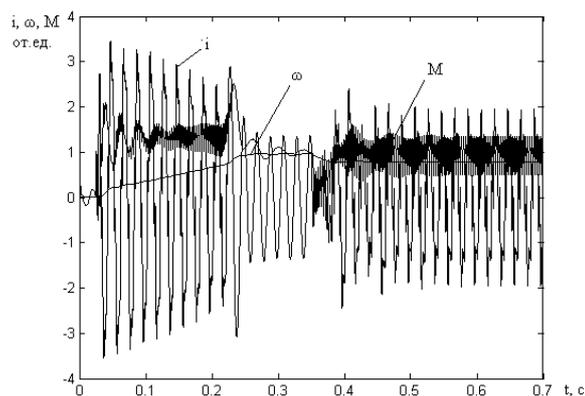


Рисунок 3 – Переходной процесс пуска и регулирования скорости

Для сравнительного анализа выполнено моделирование пуска АД от сети (рис.4, 5).

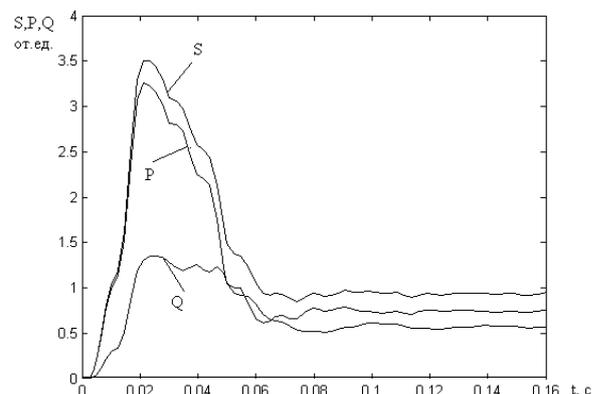


Рисунок 4 – Изменение потребляемой мощности во время пуска

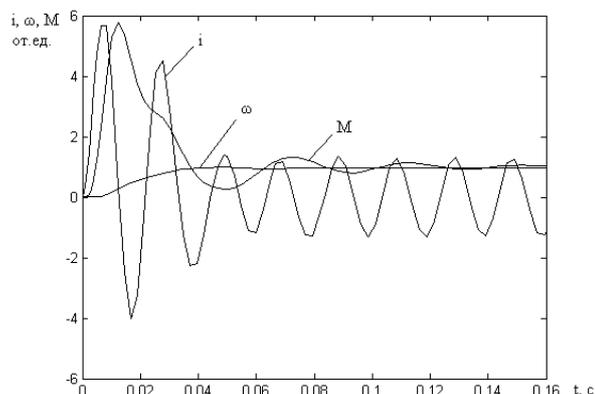


Рисунок 5 – Переходной процесс пуска АД от сети

Из сравнения видно, что ТРН позволяет ограничить пусковой ток двигателя и обеспечить плавность пуска.

Выводы. Полученные результаты моделирования асинхронного электропривода, оснащенного регулятором напряжения, показали ограничение пускового тока с 6 до 3 относительных единиц. Использование асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором общепромышленного назначения с явно выраженным максимумом момента при регулировании скорости до $0,5 U_{ном}$ приводит к увеличению потребляемого тока в 1,4 раза.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вейц В.Л., Вербовой П.Ф., Вольберг О.Л., Сьянов А.М.. Ин-т электродинамики НАН Украины – Киев: Наука. думка. – 1991. – 232с.
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: Учебное пособие. – Спб.: КРОНА принт. – 2001. – 320с.

Донбасский государственный технический университет

СИНТЕЗ РОБАСТНОГО H_2 -ОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Введение. Современный период развития теории управления характеризуется постановкой и решением задач, учитывающих неточность знаний об объектах управления и действующих на них внешних возмущениях. Задачи синтеза регулятора и оценивания состояния с учетом неопределенности в модели объекта и характеристик входных воздействий являются одними из центральных в современной теории управления. Их важность обусловлена прежде всего тем, что практически в любой инженерной задаче конструирования системы управления присутствует неопределенность (или ошибка) в модели объекта (математическая модель объекта, полученная на основе теории или в результате идентификации, отличается от реальной технической системы) и в знании класса входных возмущений.

Основная и принципиально новая идея по синтезу робастного управления состоит в том, чтобы единственным регулятором обеспечить устойчивость замкнутой системы не только для номинального (без учета ошибок модели) объекта, но и для любого объекта, принадлежащего множеству «возмущенных» объектов, определяемых классом неопределенности. Применяя «2-Риккати подход», было показано, что при определенных условиях H_2 -теория (LQG -теория) управления является предельным случаем H_∞ -теории.

Постановка задачи. Разработка робастной системы управления позиционным электроприводом с H_2 -оптимальным регулятором положения, функционирующей в условиях неполной информации об объекте и с учетом его неопределенностей.

Результаты работы. В качестве объекта управления принят позиционный электропривод с приводным электродвигателем постоянного тока и управляемым транзисторным преобразователем для питания якорной цепи двигателя. При математическом описании объекта магнитный поток двигателя полагается постоянным, влияние реакции якоря и вихревых токов не учитывается (двигатель компенсирован). Эти допущения являются общепринятыми, позволяющими описать динамику системы линейными дифференциальными уравнениями 4-го порядка.

Структурная схема силовой части объекта управления (ОУ) показана на рис.1. Здесь двигатель постоянного тока представлен в виде последовательно включенных апериодического и интегрирующего звеньев, охваченных жесткой отрицательной обратной связью по противо-э.д.с машины. Звено перехода от окружной скорости электродвигателя к положению - интегратор с коэффициентом передачи $k_{\text{мех}}$.

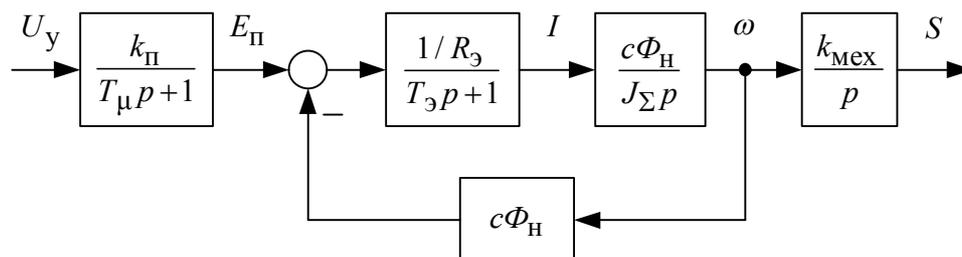


Рисунок 1 – Структурная схема силовой части ОУ позиционного электропривода

Математическое описание ОУ в форме Коши с учетом введения относительных фазовых координат, описание неопределенностей, которые либо точно неизвестны, либо изменяются в процессе работы электропривода, представленных как линейное дробное преобразование (ЛДП), определение динамики входов/выходов позиционной системы в матричном представлении с учетом неопределенностей как \mathbf{G} -матричной передаточной функции (МПФ), а также последовательность преобразования структурных схем ОУ с неопределенными параметрами рассмотрены авторами в [1].

Для дальнейшего синтеза H_2 -оптимального регулятора необходимо создание обобщенного объекта \mathbf{P} , а точнее его МПФ, включающую в себя весовые функции \mathbf{W}_S , \mathbf{W}_R и \mathbf{W}_T , которые «накладывают штраф» на сигнал ошибки, сигнал управления и выходной сигнал соответственно, а также МПФ ОУ \mathbf{G} с неопределенностями, т.е. формирование замкнутого контура смешанной задачи чувствительности (weighted mixed-sensitivity loop-shaping). Синтезируемая здесь H_2 система управления представлена структурной схемой, изображенной на рис.2, структурная схема обобщенного объекта \mathbf{P} с весовыми функциями (смешанная задача чувствительности $\mathbf{S}/\mathbf{R}/\mathbf{T}$ - mixed-sensitivity problem) изображена на рис.3.

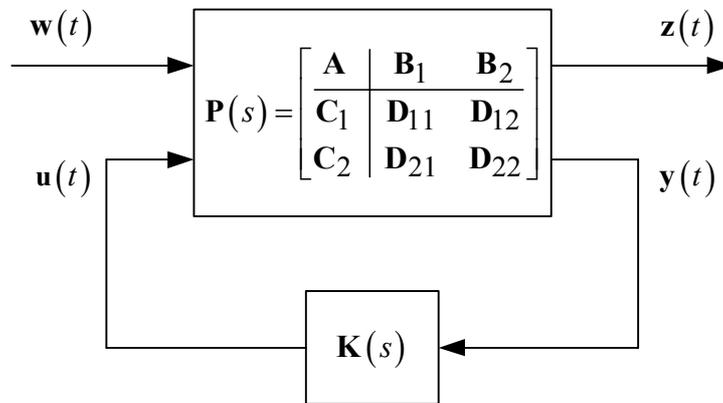


Рисунок 2 – Структурная схема синтезируемой H_2 системы управления

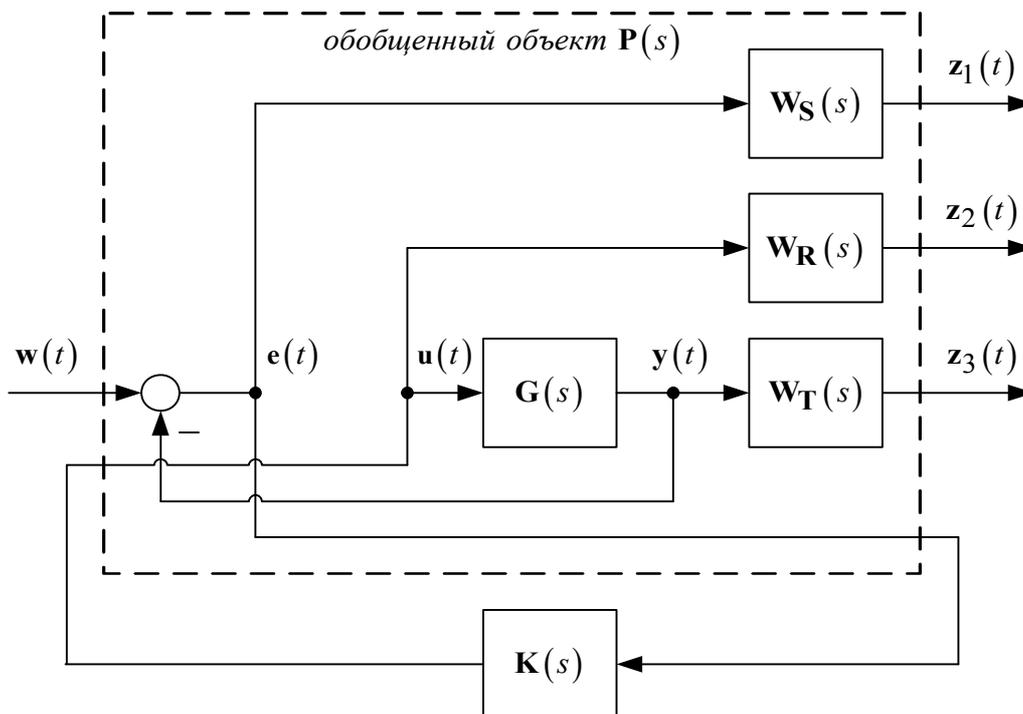


Рисунок 3 – Структурная схема обобщенного объекта \mathbf{P} (смешанная задача $\mathbf{S}/\mathbf{R}/\mathbf{T}$)

На рис.2, 3 приняты следующие обозначения:

$\mathbf{G}(s)$ и $\mathbf{K}(s)$ – МПФ объекта управления и регулятора соответственно;

$\mathbf{P}(s)$ – МПФ обобщенного объекта с учетом весовых функций;

$\mathbf{W}_S(s)$, $\mathbf{W}_R(s)$ и $\mathbf{W}_T(s)$ – частотно-зависимые весовые функции;

$\mathbf{w}(t)$ – вектор возмущающих воздействий (сигнал задания, сигнал возмущения);

$\mathbf{u}(t)$ – вектор управляющих воздействий (сигнал управления);

$\mathbf{z}(t)$ – часть вектора выхода, используемая для контроля качества системы автоматического регулирования (САР) (например, ошибка регулирования);

$\mathbf{y}(t)$ – часть вектора выхода, используемая для улучшения качества работы САР (часть, по которой замыкается обратная связь);

$\mathbf{e}(t)$ – сигнал ошибки регулирования.

Матричная передаточная функция обобщенного объекта

$$\mathbf{P}(s) = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{W}_S & -\mathbf{W}_S \mathbf{G} \\ 0 & \mathbf{W}_R \\ 0 & \mathbf{W}_T \mathbf{G} \\ \hline \mathbf{I} & -\mathbf{G} \end{array} \right]. \quad (1)$$

Замкнутая МПФ от возмущения $\mathbf{w}(t)$ к контролируемой переменной $\mathbf{z}(t)$ в соответствии с ЛДП (LFT) [2] $\mathbf{T}_{z\mathbf{w}} = \mathbf{F}_L(\mathbf{P}, \mathbf{K}) = \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12} \mathbf{K} (\mathbf{I} + \mathbf{P}_{22} \mathbf{K})^{-1} \mathbf{P}_{21}$ (рис.1). Следовательно, задачей H_2 -оптимизации является выбор такого регулятора \mathbf{K} , который бы минимизировал $\|\mathbf{T}_{z\mathbf{w}}\|_2$ (H_2 -норму). Причем выбор оптимального регулятора \mathbf{K} осуществляется из множества всех регуляторов, обладающих свойством делать замкнутую систему $\mathbf{T}_{z\mathbf{w}}$ внутренне устойчивой, т.е. из множества стабилизирующих регуляторов.

Замкнутая МПФ при решении задачи смешанной чувствительности

$$\mathbf{T}_{z\mathbf{w}} = \left[\begin{array}{c} \mathbf{W}_S(s) \mathbf{S}(s) \\ \mathbf{W}_R(s) \mathbf{R}(s) \\ \mathbf{W}_T(s) \mathbf{T}(s) \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} \mathbf{W}_S(s) \mathbf{S}(s) \\ (\mathbf{W}_R(s) / \mathbf{G}(s)) \mathbf{T}(s) \\ \mathbf{W}_T(s) \mathbf{T}(s) \end{array} \right], \quad (2)$$

где $\mathbf{S}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s) \mathbf{K}(s))^{-1}$ – функция чувствительности;

$\mathbf{T}(s) = \mathbf{G}(s) \mathbf{K}(s) (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s) \mathbf{K}(s))^{-1}$ – дополнительная функция чувствительности;

$\mathbf{R}(s) = \mathbf{K}(s) (\mathbf{I} + \mathbf{G}(s) \mathbf{K}(s))^{-1}$.

При синтезе H_2 -оптимального регулятора положения позиционного электропривода использовались следующие типичные весовые функции [3-4]:

$$\mathbf{W}_S = \frac{s/M + \omega_0}{s + \omega_0 A}; \quad \mathbf{W}_R = const; \quad \mathbf{W}_T = \frac{s + \omega_0/M}{As + \omega_0}, \quad (3)$$

где $A = 0,001$ – желаемая максимально допустимая ошибка в установившемся режиме;

$\omega_0 = 200$ – желаемая полоса пропускания;

$M = 3$ – пик чувствительности.

Далее рассматривается алгоритм H_2 -оптимального регулятора. Для решения H_2 -проблемы оптимизации вводятся две матрицы Гамильтона

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B}_2\mathbf{B}_2^T \\ -\mathbf{C}_1^T\mathbf{C}_1 & -\mathbf{A}^T \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T & -\mathbf{C}_2^T\mathbf{C}_2 \\ -\mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^T & -\mathbf{A} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

которые отвечают алгебраическим уравнениям Риккати по управлению и фильтрации соответственно:

$$\mathbf{A}^T\mathbf{X}_2 + \mathbf{X}_2\mathbf{A} - \mathbf{X}_2\mathbf{B}_2\mathbf{B}_2^T\mathbf{X}_2 + \mathbf{C}_1^T\mathbf{C}_1 = 0, \quad (5)$$

$$\mathbf{A}\mathbf{Y}_2 + \mathbf{Y}_2\mathbf{A}^T - \mathbf{Y}_2\mathbf{C}_2^T\mathbf{C}_2\mathbf{Y}_2 + \mathbf{B}_1\mathbf{B}_1^T = 0, \quad (6)$$

$$\mathbf{H}_2 \text{ и } \mathbf{J}_2 \in \text{dom}(\text{Ric}); \quad \mathbf{X}_2 = \text{Ric}(\mathbf{H}_2), \quad \mathbf{Y}_2 = \text{Ric}(\mathbf{J}_2)$$

– неотрицательно определены [2].

Введем следующие матрицы:

$$\mathbf{F}_2 = -\mathbf{B}_2^T\mathbf{X}_2, \quad \mathbf{L}_2 = -\mathbf{Y}_2\mathbf{C}_2^T, \quad \mathbf{A}_{\mathbf{F}_2} = \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{F}_2, \quad \mathbf{C}_{1\mathbf{F}_2} = \mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12}\mathbf{F}_2, \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_{\mathbf{L}_2} = \mathbf{A} + \mathbf{L}_2\mathbf{C}_2, \quad \mathbf{C}_{1\mathbf{L}_2} = \mathbf{B}_1 + \mathbf{L}_2\mathbf{D}_{21}, \quad \mathbf{A}'_2 = \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{F}_2 + \mathbf{L}_2\mathbf{C}_2 \quad (8)$$

и матрицы передаточных функций:

$$\mathbf{G}_c(s) \stackrel{s}{=} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{\mathbf{F}_2} & \mathbf{I} \\ \hline \mathbf{C}_{1\mathbf{F}_2} & 0 \end{array} \right], \quad \mathbf{G}_f(s) \stackrel{s}{=} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{\mathbf{L}_2} & \mathbf{B}_{1\mathbf{L}_2} \\ \hline \mathbf{I} & 0 \end{array} \right]. \quad (9)$$

В монографии [2] сформулирована теорема, описывающая H_2 -оптимальный регулятор. Единственный H_2 -оптимальный регулятор определяется формулой

$$\mathbf{K}_2(s) \stackrel{s}{=} \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}'_2 & -\mathbf{L}_2 \\ \hline \mathbf{F}_2 & 0 \end{array} \right], \quad (10)$$

при этом

$$\min \|\mathbf{T}_{\mathbf{z}\mathbf{w}}\|_2^2 = \|\mathbf{G}_c\mathbf{B}_1\|_2^2 + \|\mathbf{F}_2\mathbf{G}_f\|_2^2 = \|\mathbf{G}_c\mathbf{L}_2\|_2^2 + \|\mathbf{C}_{1\mathbf{F}_2}\mathbf{G}_f\|_2^2. \quad (11)$$

Там же сформулирована теорема о множестве субоптимальных H_2 -регуляторов. Семейство всех допустимых H_2 -субоптимальных регуляторов, таких что $\|\mathbf{T}_{\mathbf{z}\mathbf{w}}\|_2 < \gamma$, содержит множество всех передаточных матриц от $\mathbf{y}(t)$ к $\mathbf{u}(t)$ системы (рис.4), где

$$\mathbf{M}_2(s) \stackrel{s}{=} \left[\begin{array}{c|cc} \mathbf{A}'_2 & -\mathbf{L}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \hline \mathbf{F}_2 & 0 & \mathbf{I} \\ -\mathbf{C}_2 & \mathbf{I} & 0 \end{array} \right], \quad (12)$$

$$\|\mathbf{Q}\|_2^2 < \gamma^2 - \left(\|\mathbf{G}_c\mathbf{B}_1\|_2^2 + \|\mathbf{F}_2\mathbf{G}_f\|_2^2 \right), \quad \mathbf{Q} \in \square H^2. \quad (13)$$

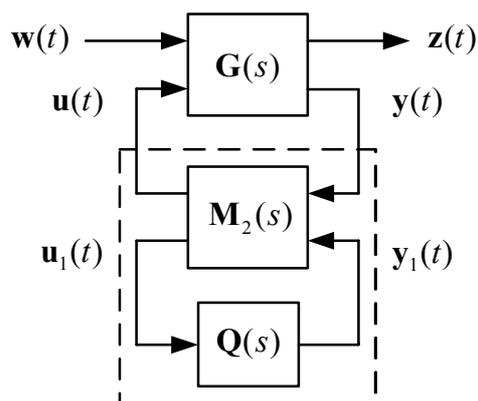


Рисунок 4 – Структурная схема H_2 -субоптимальных регуляторов

Таким образом, семейство субоптимальных регуляторов описано дробно-рациональным преобразованием $F_L(M_2, Q)$ со свободным параметром Q , зависящим от γ . Если положить $Q = 0$, то получаем K_2 , который называется центральным регулятором в семействе субоптимальных регуляторов $[F_L(M_2, Q)]_{Q=0} = F_{L_0}(M_2, Q)$.

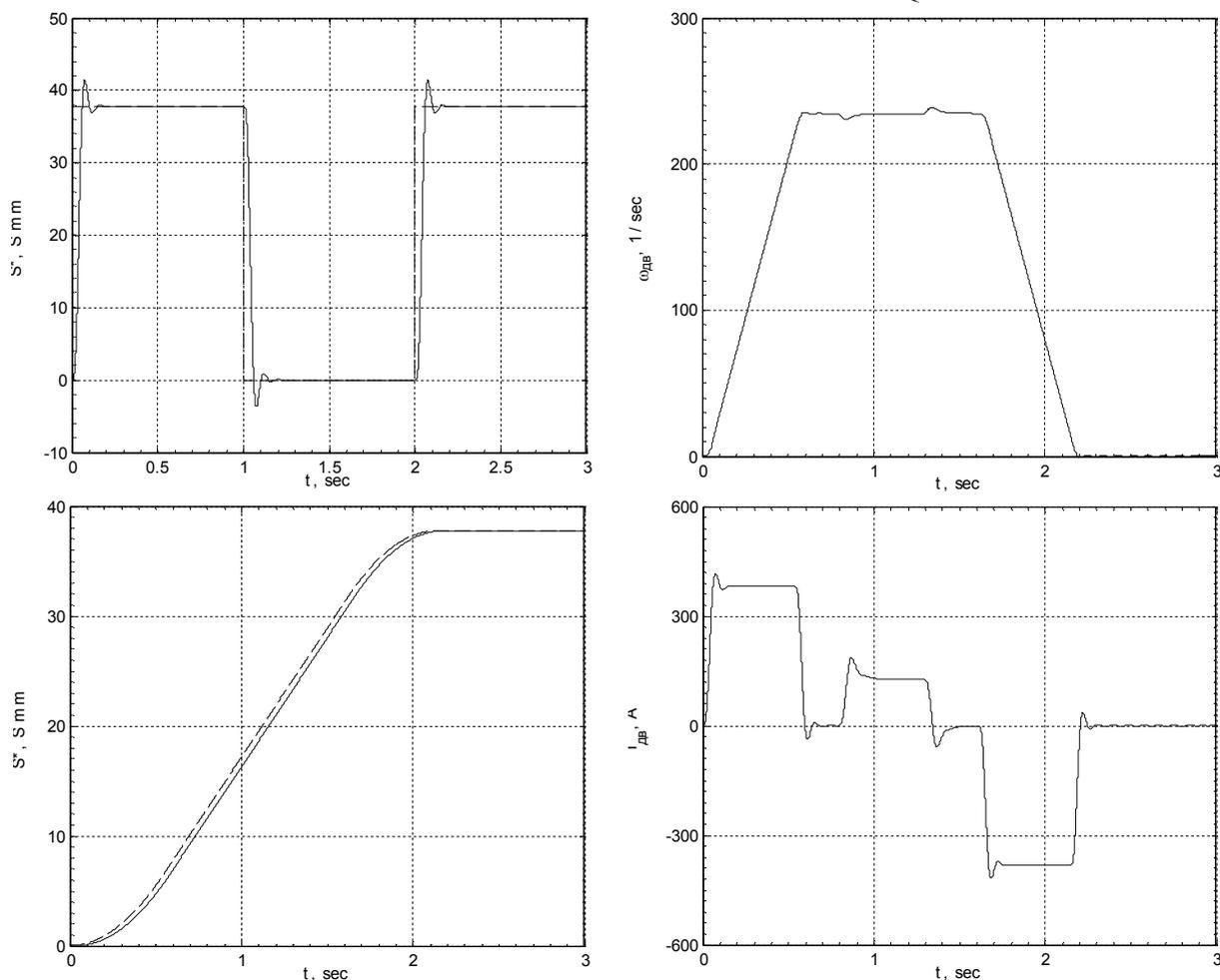


Рисунок 5 – Переходные процессы в САР с H_2 -оптимальным регулятором положения

При синтезе робастного H_2 -оптимального регулятора положения использовались средства пакета Robust Control Toolbox → Controller Synthesis системы Matlab, позволяющие вычислить центральный регулятор K_2 , который минимизирует H_2 -норму

замкнутой системы по представленным алгоритмам. Полученный H_2 -оптимальный регулятор является регулятором 4-го порядка, а H_2 -норма $\min \|T_{zw}\|_2 \rightarrow \infty$, т.к. решение оптимально. На рис.5 представлены результаты работы позиционного электропривода с синтезированным H_2 -оптимальным регулятором положения для различных видов задающего воздействия (реакция на скачки управления и отработка замкнутой САР заданной траектории) при $I_c = 0,5I_{ндв}$.

Выводы. Применительно к позиционному электроприводу на базе электродвигателя постоянного тока показана возможность использования алгоритмов робастного управления (H_2 -оптимизация). Показан алгоритм синтеза H_2 -оптимального регулятора положения, а также создания обобщенного объекта, необходимого для проектирования робастных САР в условиях неполной информации об ОУ и с учетом его неопределенностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полилов Е.В., Зеленев А.Б., Руднев Е.С. Синтез робастного H^∞ -субоптимального регулятора положения позиционного электропривода// Вісник Кременчуцького державного технічного університету ім. Михайла Остроградського. – Кременчук: КДПУ. – 2008. – Ч. 1; № 3 (50). – С.64-71.
2. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник/ Под ред. Н.Д.Егупова; издание 2-ое, стереотипное. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744с.
3. Grimble M.J., Biss D. Selection of Optimal Control Weighting Functions to Achieve Good H_∞ Robust Designs// Proceedings of IEE International Conference Control 88, Conference Publication. – 1988. – № 285.
4. Doyle J.C, Glover K., Khargonekar P.P., Francis B.A. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems// IEEE Transactions on Automatic Control, AC-34. – 1989. – Vol. 34; №8. – P.831-847.

УДК 62-83:681.513.5

САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор
КЛЮЕВ О.В., ст. преподаватель
ЧИГРИН С.А., студент

Днепродзержинский государственный технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ АСИНХРОННОГО ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДА С ТИРИСТОРНЫМ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ В ЦЕПИ РОТОРА

Введение. Силовой электропривод (ЭП) является основным потребителем электроэнергии и его энергетические показатели служат основным критерием оценки эффективности работы энергосистемы в целом. Расчёт и исследование электромеханических систем методом математического моделирования значительно ускоряются применением прикладных пакетов компьютерных программ, которые позволяют на разных этапах решать сложную проблему всестороннего анализа режимов работы систем электропривода. В последнее время появилась возможность составлять максимально полные модели электроприводов с учётом мелких подробностей в работе всех его частей благодаря использованию пакета прикладных программ MATLAB, содержащего в сво-

ём составе программы SimPowerSystem, предназначенную для исследования процессов в электромеханических и энергетических системах.

В работе методом математического моделирования исследуется электропривод по схеме асинхронного вентильного каскада (АВК) с тиристорным непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) с естественной коммутацией вентилей в роторной цепи. Данный ЭП применяется давно, однако его математические модели предлагаемого уровня детализации, при котором не используются упрощения, состоящие в приведении одной части ЭП к другой и метод непрерывной аппроксимации, авторам не известны.

Постановка задачи. Задачей настоящей статьи является исследование на математической модели динамических и статических режимов работы АВК при одновременном регулировании его скорости и реактивной мощности в двуканальной векторной системе управления.

Результаты работы. Схема набора модели в пакете MATLAB 7.0.1 изображена на рис.1. Силовая часть ЭП собрана на базе блоков пакета расширения SimPowerSystem и содержит следующие основные элементы: трёхфазную сеть переменного тока, силовой трансформатор, асинхронную машину (АМ), трёхфазную активно-индуктивную нагрузку, подключенную на напряжение статора АМ, и НПЧ с шестью нулевыми вентильными группами по две на каждую фазу роторной обмотки АМ. НПЧ состоит из трёх преобразователей с однофазным выходом, схема одного из которых показана полностью, а остальные объединены в блоки Subsystem. В предлагаемой модели вентильные группы одной фазы работают одновременно: одна группа вентилей всегда находится в выпрямительном режиме, другая – в инверторном, а для изменения направле-

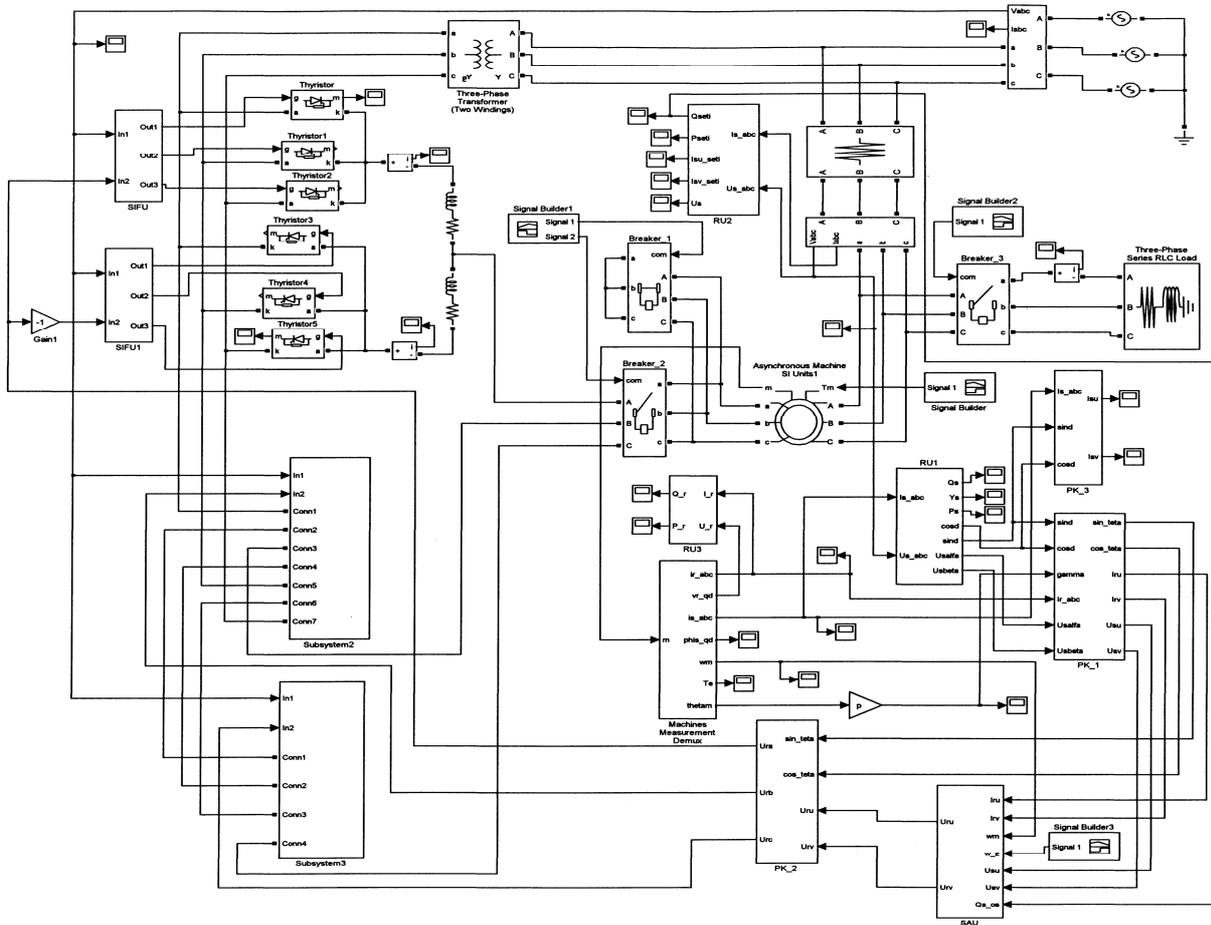


Рисунок 1 – Схема набора имитационной модели АВК с тиристорным НПЧ

ния тока в фазе ротора АМ режим групп меняется. Для ограничения уравнивающих токов при совместном управлении установлены реакторы.

Параметры имитационных моделей асинхронной машины и силового трансформатора определяются стандартным расчётом из паспортных данных схемы замещения, а также опытов холостого хода и короткого замыкания.

Питание обмоток ротора от НППЧ осуществляется таким образом, что при скольжении ротора, отличных от нуля, магнитный поток, создаваемый токами ротора, вращается с синхронной скоростью и, таким образом, неподвижен относительно магнитного потока статора. Изменяя заданным образом частоту тока ротора, его модуль и фазу относительно некоторого опорного вектора, можно регулировать электромагнитный момент и реактивную мощность АВК. Исследуемая векторная система автоматического управления (САУ) ориентирована по вектору потокосцепления статора $\vec{\Psi}_s$, модуль и угловое положение которого определяются в решающем устройстве RU1 по формулам

$$\cos \delta = \frac{\Psi_{s\alpha}}{\Psi_s}; \quad \sin \delta = \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_s}; \quad \Psi_s = \sqrt{\Psi_{s\alpha}^2 + \Psi_{s\beta}^2}, \quad (1)$$

где

$$\Psi_{s\alpha} = \frac{U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}}{p + a_0}; \quad \Psi_{s\beta} = \frac{U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}}{p + a_0}, \quad (2)$$

$p = d/dt$ – оператор дифференцирования.

Проекции напряжений и токов находятся по их фазным значениям

$$I_{s\alpha} = I_{sA}; \quad I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{sB} - I_{sC}); \quad (3)$$

$$U_{s\alpha} = U_{sA}; \quad U_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(U_{sB} - U_{sC}). \quad (4)$$

Коэффициент a_0 вводится для предотвращения накопления ошибки при интегрировании и может быть взят в диапазоне $a_0 = 0,001 \dots 0,1$, для которого апериодическое звено не вносит сколько-нибудь значительной фазовой ошибки при его использовании вместо чистого интегратора на частоте 50 Гц.

Вектор переменных состояния АМ формируется в блоке Machines Measurement Demux. С его выхода на вход преобразователя координат РК_1 подаются фазные токи ротора i_{r_abc} , угол поворота ротора относительно статора γ , обозначаемый в модели символом θ , и величины, вычисленные в блоке RU1. В преобразователе координат РК_1 вычисляются синус и косинус угла поворота опорного вектора потокосцепления статора относительно магнитной оси фазы a ротора (ось d) по формулам

$$\begin{aligned} \sin \theta &= \sin(\delta - \gamma) = \sin \delta \cos \gamma - \cos \delta \sin \gamma; \\ \cos \theta &= \cos(\delta - \gamma) = \cos \delta \cos \gamma + \sin \delta \sin \gamma. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь же определяются проекции вектора тока ротора на оси u, v , ориентированные по вектору $\vec{\Psi}_s$

$$I_{ru} = I_{rd} \cos \theta + I_{rq} \sin \theta; \quad I_{rv} = I_{rq} \cos \theta - I_{rd} \sin \theta, \quad (6)$$

Нзгде проекции на оси d, q находятся через фазные токи ротора по выражениям

$$I_{rd} = I_{ra}; \quad I_{rq} = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{rb} - I_{rc}). \quad (7)$$

В РК_1 также вычисляются проекции вектора напряжения статора на оси u, v

$$U_{su} = U_{s\alpha} \cos \delta + U_{s\beta} \sin \delta; \quad U_{sv} = U_{s\beta} \cos \delta - U_{s\alpha} \sin \delta. \quad (8)$$

Схема блока регуляторов, синтезированных в осях u, v по методике, изложенной в [1], расположена в подсистеме SAU имитационной модели ЭП (рис.1). Структура блока регуляторов SAU показана на рис.2. В двуканальной САУ реализован комбинированный принцип управления с настройкой внутренних регуляторов проекций тока ротора на модульный оптимум, а регулятора скорости – на симметричный оптимум. В дополнение к материалу источника [1] в статье предлагается реактивный ток ротора I_{rv} регулировать в функции реактивной мощности статора или узла нагрузки. Например,

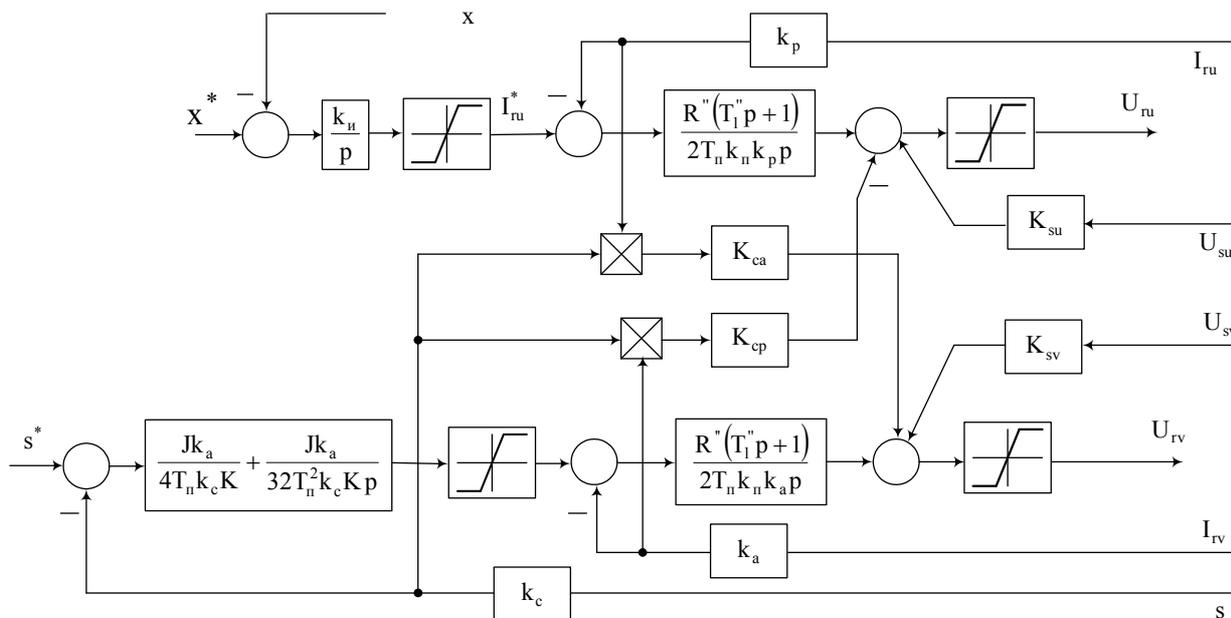


Рисунок 2 – Структурная схема регулирующей части САУ скорости и реактивной мощности АВК

сигнал задания регулятору реактивной составляющей тока ротора можно определять решающим устройством, исходя из обеспечения требуемой величины реактивной мощности статора АВК, на основании выражения

$$Q_s = \frac{3U_s^2}{2X_s} - \frac{3}{2}k_s U_s I_{ru} . \quad (9)$$

Стабилизация реактивной мощности узла нагрузки необходима в случае постоянной потребности в ней и для уменьшения колебаний напряжения на шинах при пульсирующей нагрузке [2]. Для значительного числа потребителей различного типа и мощности, когда соотношение активных и реактивных мощностей в узле нагрузки непрерывно изменяется, целесообразнее организовать автоматическое регулирование тока I_{ru} в функции интеграла от ошибки заданной и фактической величин реактивной мощности сети. В этом случае ограничения на возможные значения реактивного тока ротора снизу и сверху накладываются путём задания уровней ограничения сигнала интегрального регулятора мощности и коэффициента обратной связи по току I_{ru} . Таким образом осуществляется автоматическое регулирование возбуждения АВК в зависимости от заданного режима питающей сети по аналогии с регулированием возбуждения синхронных двигателей. Однако, если у синхронных машин ток возбуждения ограничивается снизу пределом статической устойчивости при данной нагрузке, то для АВК реактивная составляющая тока ротора может спадать до нуля и далее регулироваться в области отрицательных значений. Это свойство повышает устойчивость АВК в сравне-

нии с синхронными двигателями и позволяет переводить АВК в режим глубокого потребления реактивной мощности, что актуально в ночные часы при разгрузке системы по активной мощности, без снижения запаса устойчивости.

Сформированные регуляторами управляющие воздействия U_{ru} , U_{rv} в преобразователе координат РК_2 переводятся в фазные оси ротора по формулам

$$U_{rd}^* = U_{ru} \cos \theta - U_{rv} \sin \theta; \quad U_{rq}^* = U_{ru} \sin \theta + U_{rv} \cos \theta; \quad (10)$$

$$U_{ra}^* = U_{rd}^*; \quad U_{rb}^* = \frac{-U_{rd}^* + \sqrt{3}U_{rq}^*}{2}; \quad U_{rc}^* = \frac{-U_{rd}^* - \sqrt{3}U_{rq}^*}{2}. \quad (11)$$

Напряжения U_{ra}^* , U_{rb}^* , U_{rc}^* являются управляющими и подаются на входы СИФУ каждым из трёх однофазных преобразователей. Структурная схема СИФУ катодной группы вентилей представлена на рис.3, а для анодной группы тиристоров напряжение управления $U_{упр}$ (U_{ra}^* , U_{rb}^* , U_{rc}^*) инвертируется.

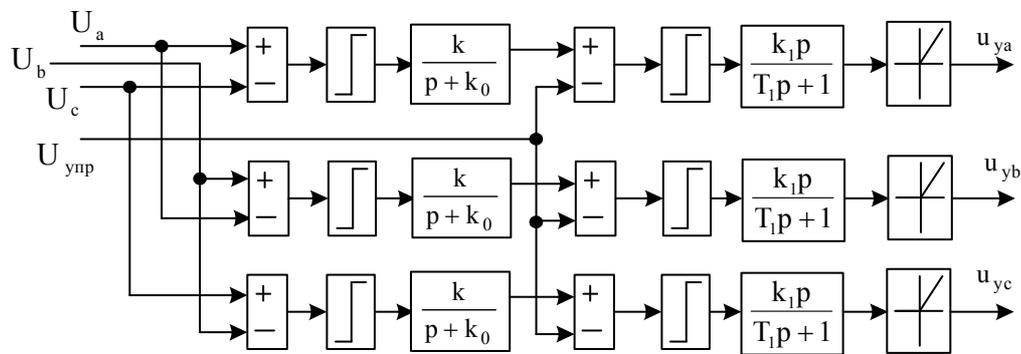


Рисунок 3 – Структурная схема математической модели СИФУ для нулевой схемы тиристоров

Среднее напряжение на выходе реверсивного вентильного преобразователя равно

$$U_H = U_{20} \cos[\alpha(t)], \quad (12)$$

где U_{20} – среднее значение выходного напряжения при $\alpha(t) = 0$; $\alpha(t)$ – угол открытия вентилей, отсчитываемый от точки естественной коммутации и задающий закон изменения напряжения на выходе вентильного преобразователя. Путем изменения угла открытия вентилей по определённому закону на выходе реверсивного преобразователя формируется напряжение, среднее значение которого изменяется периодически по синусоидальному закону. При формировании каждой полуволны синусоиды низкой частоты угол α сначала убывает от $\alpha_{нач} = \pi/2$ ($U_H = 0$) до значения α_m , соответствующего заданной амплитуде выходного напряжения U_{Hmax} , а затем вновь возрастает до $\alpha_{нач} = \pi/2$ ($U_H = 0$). В частном случае при $U_{Hmax} = U_{20}$ угол открытия будет $\alpha_m = 0$.

СИФУ состоит из одинаковых автономных каналов управления, каждый из которых формирует управляющий импульс на один тиристор (рис.3). Генератор опорного напряжения, выполненный на первом слева релейном элементе и апериодическом звене первого порядка, синхронизируется с сетью фазными напряжениями U_a , U_b , U_c . Коэффициенты k и k_0 подобраны таким образом, что опорное напряжение составляет из начальных участков экспоненциальных процессов, которые приближают напряжение к треугольной форме. Нуль-индикатор, выполненный на втором релейном элементе, переключает полярность выходного сигнала, когда мгновенные значения опорного напряжения и управления становятся равными. Таким образом, смещение выходного импульса

по оси времени зависит от уровня управляющего напряжения. Усилитель и импульсный трансформатор моделируются реальным дифференцирующим звеном, а выпрямительный диод в цепи управляющего электрода тиристора заменяется соответствующим нелинейным элементом. Коммутация тока в вентилях осуществляется напряжением сети, а управление углом их открытия обеспечивает изменение тока в обмотках ротора.

При моделировании использованы паспортные данные АМ с фазным ротором типа 4АК160S4УЗ: $P_n = 11 \text{ кВт}$, $U_{лн} = 380 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/мин}$, $U_2 = 305 \text{ В}$. На рис.4 изображены графики переходных процессов в АВК и на общих шинах потребителей при регулировании скорости АВК и его реактивной мощности. Расчёт начинается с прямого пуска АМ со скорости 60% от синхронной при замкнутых кольцах ротора трехфазным ключом модели Breaker_1 и отключенном НПЧ (Breaker_2 разомкнут). В момент времени $t = 0,2 \text{ с}$, когда скорость ротора подходит к номинальной, к его кольцам подключается НПЧ (замыкается Breaker_2, размыкается Breaker_1) и начинается регулирование скорости вниз от номинальной в соответствии с уровнем сигнала задания. Трехфазная нагрузка Three-Phase Series RLC Load в это время отключена (Breaker_3 разомкнут) и реактивная мощность узла $Q_{\text{сети}}$ равна реактивной мощности статора АВК Q_s .

Сигнал задания регулятору реактивной мощности равен нулю ($x^* = 0$), и реактивный ток ротора $I_{\text{гв}}$ в канале реактивной мощности АВК стабилизируется на уровне, обеспечивающем фактическое среднее значение $Q_{\text{сети}}$, равное нулю (рис.4). Момент статической нагрузки АВК с учётом момента сил вязкого трения во всех режимах не превышает 70% номинального момента АМ. Активная мощность роторной цепи P_r при скоростях ниже синхронной рекуперирована в сеть за исключением кратковременного режима генераторного торможения при скорости ниже синхронной, когда активная мощность рекуперирована в сеть со стороны статора P_s , а роторная цепь потребляет активную мощность, пропорциональную скольжению и необходимую для дополнения мощности на валу АВК до мощности его статорной цепи. Потокосцепление статора Ψ_s после возбуждения АМ практически не изменяется в силу постоянства напряжения сети и активного сопротивления обмоток статора АМ. Реактивная мощность роторной цепи АВК Q_r в установившихся режимах пропорциональна скольжению и совпадает с ним по знаку.

По истечении 0,8 секунд к валу АВК прикладывается нагрузка Three-Phase Series RLC Load (замыкается Breaker_3) с активной мощностью 0,5 кВт и реактивной 8 кВар. Регулятор реактивной мощности узла нагрузки $Q_{\text{сети}}$ формирует новый сигнал задания регулятору реактивного тока ротора, и происходит возрастание тока $I_{\text{гв}}$ до тех пор, пока $Q_{\text{сети}}$ снова не обратится в нуль. При этом реактивная мощность статора АВК Q_s становится емкостной и компенсирует реактивную мощность индуктивной нагрузки. Ток питающей сети $I_{\text{сети}}$ практически не изменяется, поскольку активная составляющая нагрузки незначительна. Однако ток статора, наполняясь емкостной реактивной составляющей, возрастает, что видно на графике тока в фазе А статора $I_{\text{сА}}$. Поскольку длина кабеля, соединяющего АВК с другими потребителями, значительно меньше, чем длина питающей линии, то активные потери в электрической системе от реактивных токов будут уменьшаться, и повысится стабильность напряжения в узле сети. Фазный ток ротора (например $I_{\text{га}}$) увеличивается при росте его реактивной составляющей. В канале активной мощности АВК никаких процессов не происходит: электромагнитный момент M_s , активная составляющая тока ротора $I_{\text{гв}}$, активная мощность статора P_s не изменяются. В графике активной мощности узла нагрузки $P_{\text{сети}}$ изменений для статического режима также не видно.

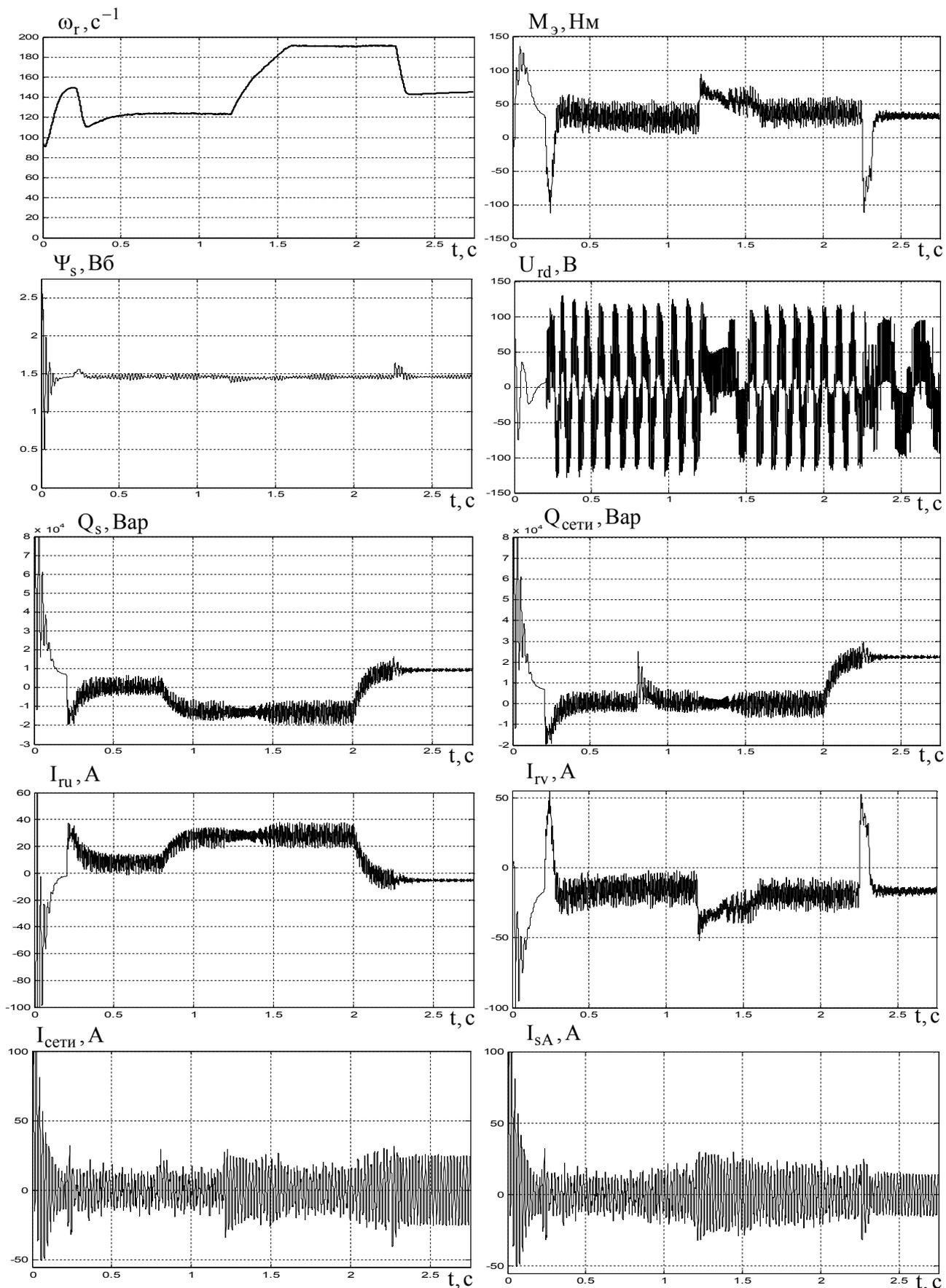


Рисунок 4 - Графики переходных процессов в АВК с тиристорным НПЧ и векторной системой управления.

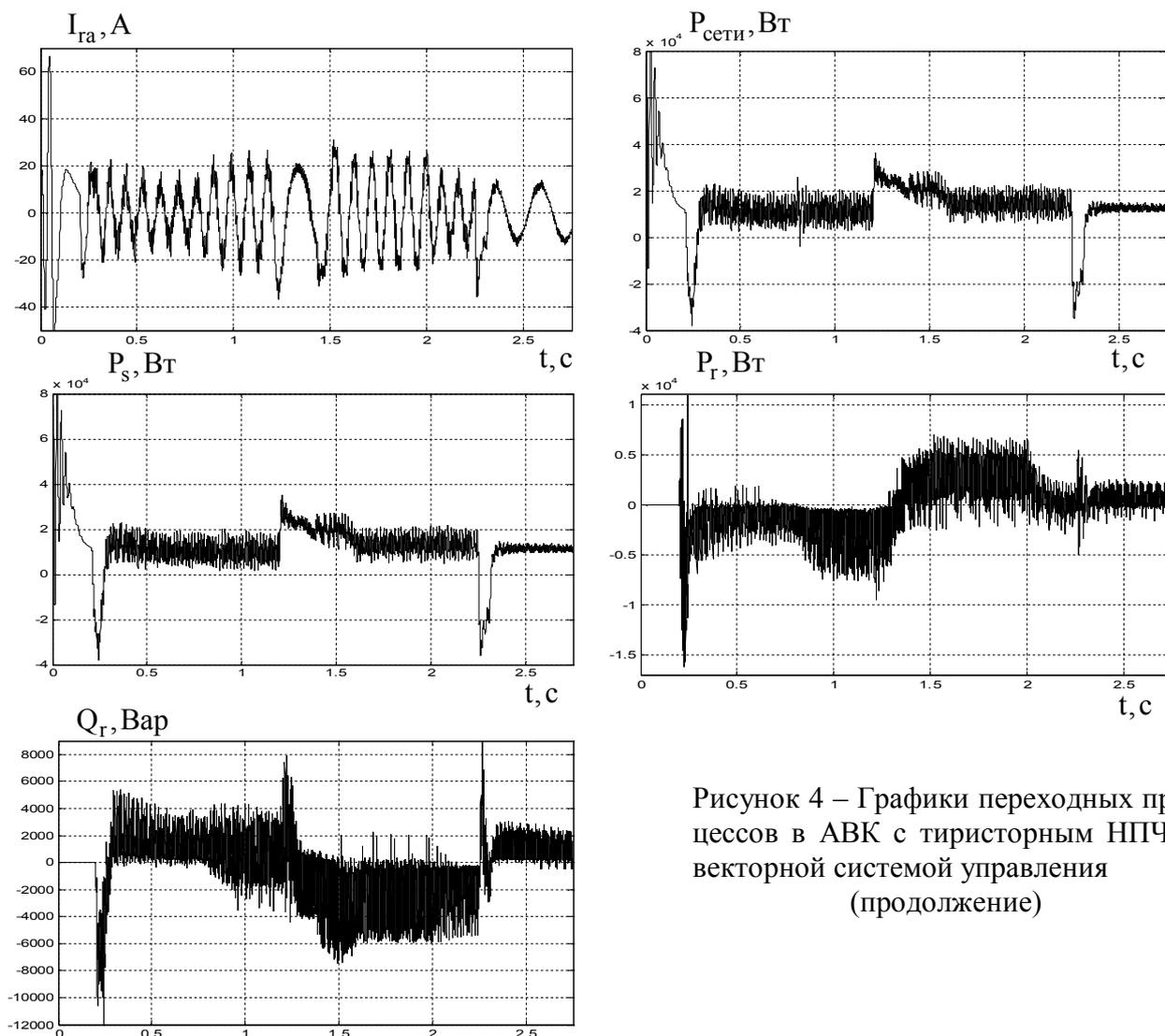


Рисунок 4 – Графики переходных процессов в АВК с тиристорным НПЧ и векторной системой управления (продолжение)

В момент времени $t = 1,2$ с начинается разгон двигателя до скорости выше синхронной. В это время реактивная мощность роторной цепи $Q_Г$ меняет знак за счёт изменения последовательности работы в выпрямительном режиме нулевых групп тиристоров однофазных преобразователей в составе НПЧ, что равносильно смене чередования фаз питающего напряжения ротора, прослеживаемой на графике напряжения фазы a ротора U_{rd} . Других изменений у реактивных составляющих переменных не происходит. Наблюдаются переходные процессы переменных, связанных с активной мощностью, а именно: активных мощностей статора P_s и узла нагрузки $P_{сети}$, активного тока ротора I_{rv} , электромагнитного момента $M_э$ и скорости ротора ω_r . Роторная цепь АВК переходит от рекуперации активной мощности P_r к её потреблению при скоростях выше синхронной.

При $t = 2$ с вместо $x^* = Q_{сети}^* = 0$ формируется задающий сигнал на потребление узлом нагрузки реактивной мощности. В этом режиме не только нагрузка Three-Phase Series RLC Load (рис.1), но и статорная цепь АВК потребляет реактивную мощность, что достигается изменением знака реактивной составляющей тока ротора I_{ru} . При этом возрастает электрический ток $I_{сети}$, поступающий в узел нагрузки, снижается

ток ротора с уменьшением его реактивной составляющей. На канал активной мощности указанные процессы не влияют.

В момент времени $t = 2,25$ с АВК переходит к торможению до номинальной скорости в режиме генераторного торможения при скорости выше синхронной, когда активная мощность с вала АВК рекуперирована в сеть через его статорную и роторную цепи. При номинальной скорости, когда мощность скольжения невелика и полностью рассеивается на активных сопротивлениях роторной цепи, происходит потребление из сети недостающей для покрытия потерь активной мощности (видно на графике P_r). Режим по реактивной мощности статора и сети не изменяется.

Выводы. Результаты математического моделирования режимов работы АВК с векторной системой управления при взаимодействии с другими потребителями электроэнергии в узле нагрузки подтвердили возможность создания и эффективность контура автоматического регулирования возбуждения АВК в функции энергетических показателей узла нагрузки, что позволяет использовать АВК с векторной системой управления для регулирования реактивной мощности с одновременным обеспечением требуемого электромагнитного момента и скорости вращения вала двигателя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Системы подчинённого регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ [Слежановский О. В., Дацковский И.С., Кузнецов Е.Д. и др.]. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 255с.
2. Регулируемые компенсирующие устройства реактивной мощности/ [Богаенко И.Н., Борисенко В.Я., Розинский Д.И. и др.]. – К.: Техника. – 1992. – 152с.

УДК 621.515.1

ЦАБЕНКО М.В., аспирант
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор
ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент

Днепродзержинский государственный технический университет

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЦЕНТРОБЕЖНОГО КОМПРЕССОРА

Введение. В настоящее время регулирование производительности центробежных компрессоров выполняется, в основном, дросселированием. Такой способ регулирования приводит к большим потерям энергии потока сжатого газа и, как следствие, является неэкономичными. Кроме того, дросселирование потока сжатого газа создает условия возникновения помпажа компрессора. Поэтому актуальным является создание систем управления электроприводом компрессорных установок, препятствующих появлению предпомпажных состояний. Однако синтез системы управления невозможно осуществить без построения адекватной математической модели компрессора.

Математическому описанию компрессора посвящено ряд работ [1, 2, 3]. Все они имеют определенные недостатки, основным из которых является отсутствие строгой динамической математической модели компрессора и соответственно сложность применения приведенных там результатов при построении систем управления компрессором.

Наиболее часто в литературе для описания динамики компрессора использована модель Мура-Грейтцера [3]

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\Phi = \frac{1}{l_C}(\Psi_C(\Phi) - \Psi), \\ \frac{d}{dt}\Psi = \frac{1}{4B^2l_C}(\Phi - \Phi_T), \end{cases} \quad (1)$$

где Φ – расход газа через компрессор, Ψ – степень сжатия газового потока, B – параметр Грейтцера, $l_C = l_{вх} + l_k + l_{вых}$, $l_{вх}$ – длина трубы на всасывания, l_k – длина компрессора, $l_{вых}$ – длина трубы на выходе компрессора, Φ_T – расход сети, $t = \frac{U\tau}{R}$ – относительное время, U – тангенциальная скорость в среднем диаметре, R – средний радиус компрессора, τ – реальное время, $\Psi_C(\Phi)$ – газодинамическая характеристика компрессора

$$\Psi_C(\Phi) = \Psi_{C0}(\omega) + H(\omega) \left(1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right)^3 \right), \quad (2)$$

$\Psi_{C0}(\omega)$ – степень сжатия, при отсутствии расхода, $W = k_W\omega$ – полуширина газодинамической характеристики, $H = k_H\omega^2$ – полувысота газодинамической характеристики, k_H , k_W – конструктивные коэффициенты компрессора, ω – скорость вращения компрессора.

После подстановки в первое уравнение системы (1) выражения газодинамической характеристики (2) получим уравнения динамики компрессора в виде:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\Phi = \frac{1}{l_C} \left(\Psi_{C0}(\omega) + H(\omega) \left(1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right)^3 \right) - \Psi \right), \\ \frac{d}{dt}\Psi = \frac{1}{4B^2l_C}(\Phi - \Phi_0). \end{cases} \quad (3)$$

Структурная схема, соответствующая уравнениям (3), показана на рис. 1.

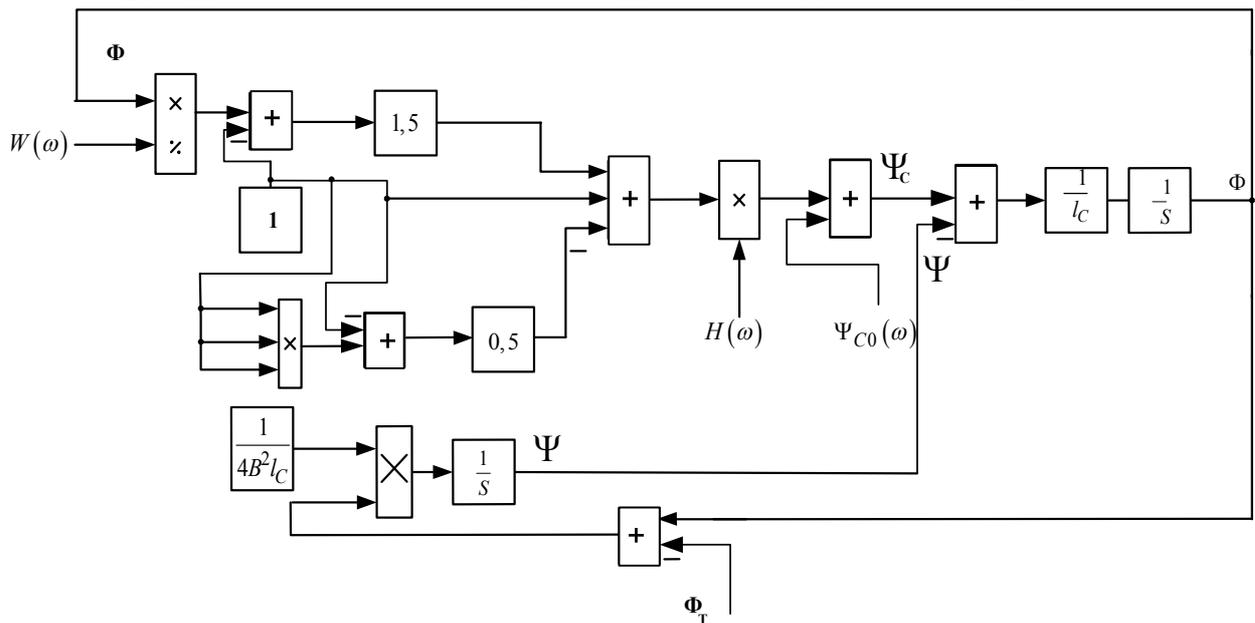


Рисунок 1 – Структура модели

Изменение расхода газа через компрессор Φ и его сжатия Ψ при изменении расхода сети Φ_T , полученное на математической модели, приведено на рис.2.

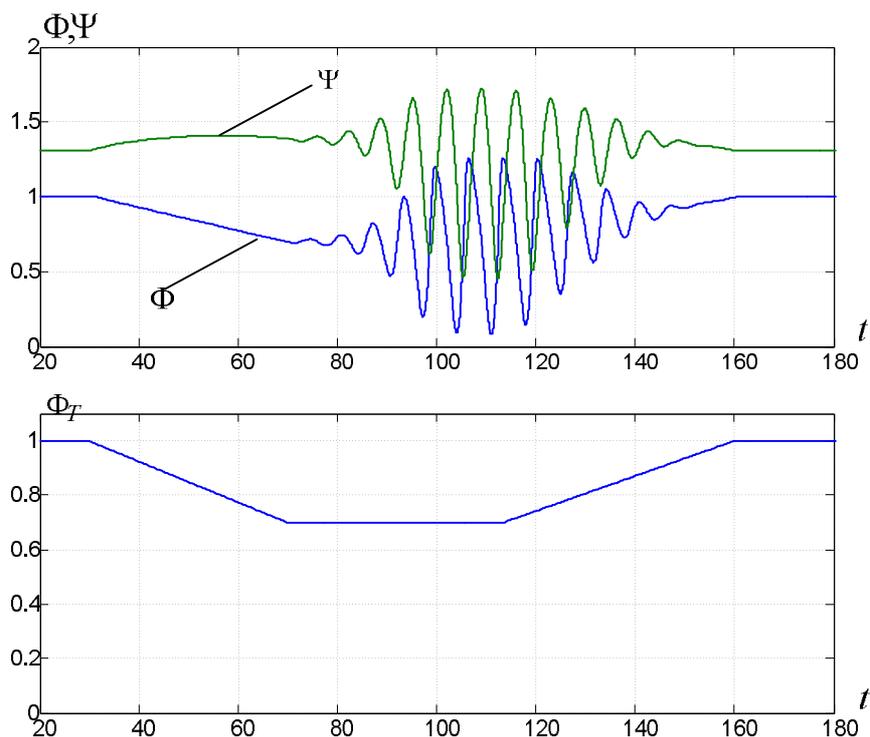


Рисунок 2 – Переходные процессы в модели (3)

Как следует из анализа полученных результатов, после снижения расхода газа в сети ниже, чем $0,7\Phi_H$, возникают расходящиеся колебания $\Phi(t)$, $\Psi(t)$, в реальных условиях соответствующие помпажу компрессора. Однако их амплитуда и форма не соответствуют действительным.

Поэтому можно сделать вывод, что модель неадекватно отображает динамику компрессора.

Постановка задачи. Целью данной статьи является уточнение математической модели центробежного компрессора.

Результаты работы. Рассмотрим процесс движения воздуха через компрессор, который представляет собой камеру с одним входом и одним выходом (рис.3).

Давление внутри этой камеры определяется входным Φ и выходным Φ_T расходами газа

$$V \frac{dP}{dt} = \Phi - \Phi_T, \quad (4)$$

где V – объем камеры.

Анализ уравнения (4) показывает его совпадение с точностью до коэффициентов со вторым уравнением системы Мура-Грейцера.

Поэтому в дальнейшем будем рассматривать это уравнение в виде, предложенном в [3]

$$\frac{dP}{dt} = \frac{1}{4B^2l_C} (\Phi - \Phi_C) \quad (5)$$

и связывающим сжатие газа в компрессоре с его расходом, параметрами компрессора и газодинамической характеристикой.

В свою очередь расход газа определяется разностью давлений на концах камеры, т.е.

$$\Phi = K_{II} \sqrt{\Delta P}, \quad (6)$$

где $\Delta P = P_C - P$.

Недостатком формулы (6) является то, что она не учитывает инерционность потока газа в трубе. Устранить этот недостаток можно путем введения апериодического звена первого порядка, которое учитывает эту инерционность. Тогда уравнение (6) можно представить следующим образом:

$$\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{1}{T_{II}} \Phi + \frac{K_{II}}{T_{II}} \sqrt{\Delta P}, \quad (7)$$

где T_{II} – постоянная времени газового потока.

С учетом уравнения газодинамической характеристики компрессора, давление после его колеса будет

$$\Delta P = (\Psi_C(\Phi) - \Psi) P_0 = \left[(\Psi_{C0}(\omega) + H(\omega)) \left(1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right)^3 \right) \right] - \Psi P_0, \quad (8)$$

где P_0 – атмосферное давление.

Приняв $P_0 = 1$ и подставив выражение (8) в уравнение (7), с учетом системы (1) получим уточненную математическую модель компрессора.

$$\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\Phi}{T_I} + \frac{K}{T_I} \sqrt{\frac{1}{l_C} \left(\Psi_{C0}(\omega) + H(\omega) \left(1 + \frac{3}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\Phi}{W(\omega)} - 1 \right)^3 \right) - \Psi \right)},$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{1}{4B^2 l_C} (\Phi - \Phi_T). \quad (9)$$

Структурная схема полученной модели показана на рис.3.

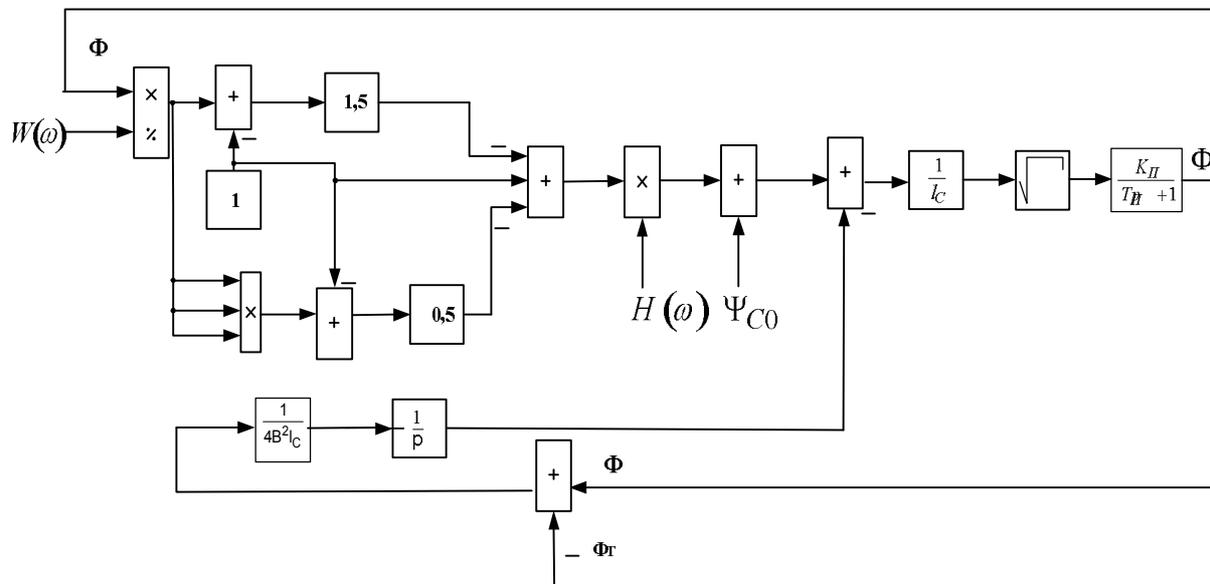


Рисунок 3 – Уточненная структура модели компрессора

Качественная характеристика переходных процессов $\Phi(t), \Psi(t), \Phi_T(t)$, полученных на математической модели 9 и приведенных на рис.4, соответствует результатам, приведенным в монографии [2].

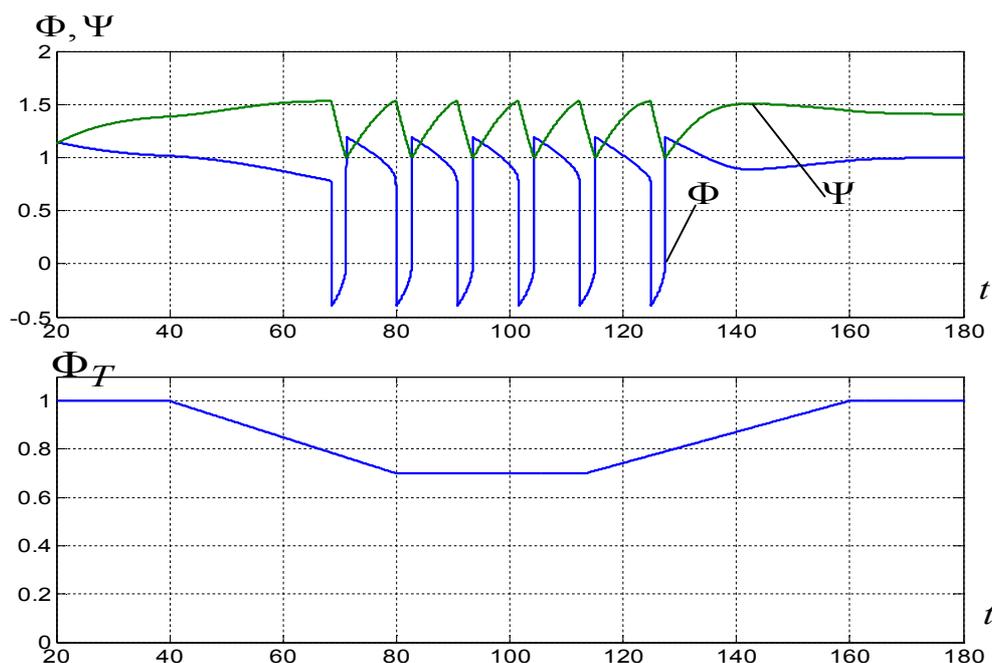


Рисунок 4 – Графики изменения расхода воздуха в сети и через компрессор

Выводы. Анализ приведенных на рис.4 переходных процессов и их сравнение с результатами, полученными другими исследователями, свидетельствует о корректности выполненного уточнения модели Мура-Грейтцера, которое осуществлено путем учета инерционности потока газа через компрессор и квадратичной зависимости между перепадом давления и расходом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Aben, E.H., P.K. Houpt and W.M. Hosny (1993). Bifurcation analysis of surge and rotating stall in axial flow compressors. *Journal of Turbomachinery* 115, 817-724.
2. Gravidahl, J.T. (1998) Modeling and Control of surge and rotating stall in compressor, 152.
3. Moore, F.K. and E.M. Greitzer (1986) A theory of post-stall transients in a axial compressor systems: Part J-Development of equations. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power* 108, 68-76.

УДК 621.314

СЪЯНОВ А. М., д.т.н., профессор
КУЛИК М. В., аспирант
МАНУКЯН А.С., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

СОГЛАСОВАНИЕ СИЛОВЫХ IGBT МОДУЛЕЙ С МИКРОКОНТРОЛЛЕРОМ

Введение. На сегодняшний день почти вся схмотехника мощных преобразователей энергии направлена на применение микроконтроллеров. Это дает возможность проектировать высокостабильные, многофункциональные и энергосберегающие преобразователи частоты и напряжения. С учетом развития техники изменяется и подход к решению поставленных задач. Если раньше для согласования мощных тиристорных

ключей использовалась трансформаторная развязка, то сегодня это и различные транзисторные, и оптические схемные решения. Кроме того, оборудование, построенное на современной элементной базе, значительно упрощается, при этом уменьшаются габариты устройств и снижается потребление электроэнергии. Поэтому проводить исследования в данном направлении является актуальным.

Постановка задачи. Проектирование и исследование схем согласования силовых IGBT транзисторов в преобразователях энергии с микроконтроллером.

Результаты работы. Связующее звено между контроллером и силовым каскадом является одним из ключевых компонентов преобразовательного устройства. Характеристики схемы управления во многом определяют параметры самого преобразователя: величину статических и динамических потерь, скорость переключения, уровень электромагнитных помех. Поведение IGBT в динамических режимах в первую очередь зависит от значения емкостей затвора, а также внутреннего и внешнего импеданса цепи управления [1].

Процесс включения IGBT условно можно разделить на три этапа, которые связаны с первичным зарядом входной емкости, зарядом емкости Миллера и, наконец, полным зарядом с момента включения до насыщения транзистора. Как только сигнал управления становится выше порогового значения, происходит включение IGBT, характеризующееся ростом тока коллектора до значения, ограничиваемого нагрузкой.

Мощность, необходимая драйверу для коммутации IGBT, является функцией частоты коммутации f_{sw} и энергии E , необходимой для заряда и разряда емкостей затвора.

В свою очередь величина E зависит от значения заряда затвора и перепада управляющего напряжения. Еще одним важным параметром является величина тока затвора, которого должно быть достаточно для коммутации упомянутых выше емкостей и, следовательно, для переключения IGBT [2]. На рис.1 показано, как распределяется ток управления затвором IGBT I_G между его входными емкостями C_{GE} и C_{GC} .

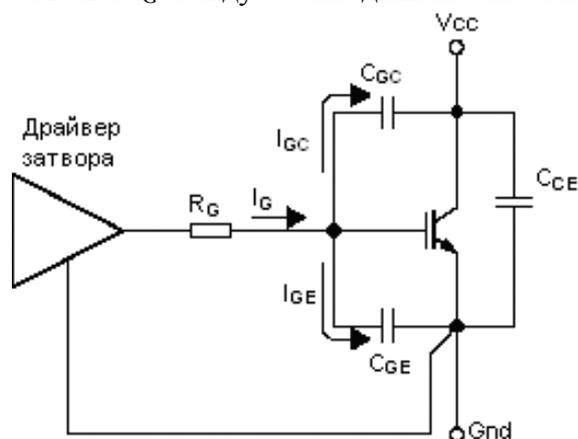


Рисунок 1 – Распределение тока управления затвором IGBT между его входными емкостями

Максимально допустимое значение выходного тока, как и минимальная величина R_G , как правило, указывается в спецификации драйвера. Необходимо учесть, что несоблюдение требований по ограничению предельной величины I_G может привести к выходу схемы управления из строя.

Ток управления затвором находится по формуле [1]:

$$I_g = (U_{упр} - U_{gs(th)}) / R_g \quad (1)$$

где $U_{упр}$ – напряжение схемы управления затвором (высокого уровня для включения и низкого уровня для выключения), $U_{gs(th)}$ – напряжение, соответствующее заряду емкости Миллера, R_g – сопротивление затворного резистора, куда должен войти и выходной импеданс схемы управления.

Значение импульсного тока затвора

$$I_{G_{Mon}} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) / R_{Gon}. \quad (2)$$

Мощность драйвера

$$P(V_{GG+}) = V_{GG+} \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s, \quad (3)$$

где f_s – частота коммутации.

С помощью подбора номиналов R_G можно изменить время переключения, уровень динамических потерь и коммутационных перенапряжений, а также ряд других параметров, включая состав спектра электромагнитных помех. Таким образом, выбор импеданса цепи управления затвором – один из важнейших параметров согласования IGBT модуля с микропроцессором [3].

Величины емкостей затвора зависят от напряжения «коллектор - эмиттер» V_{CE} IGBT, поэтому они изменяются в процессе его коммутации.

При уменьшении значений R_G снижается постоянная времени цепи перезаряда, соответственно уменьшается время переключения и уровень динамических потерь. Несмотря на положительный эффект от снижения рассеиваемой мощности, увеличение скорости спада тока ведет к опасному росту уровня коммутационных перенапряжений, вызванных наличием распределенной индуктивности силовых шин звена постоянного тока.

В экспериментальных исследованиях использовались силовые IGBT модули компании Mitsubishi совместно с драйверами фирмы International Rectifier.

Полученные графики изображены на рис.2, 3.

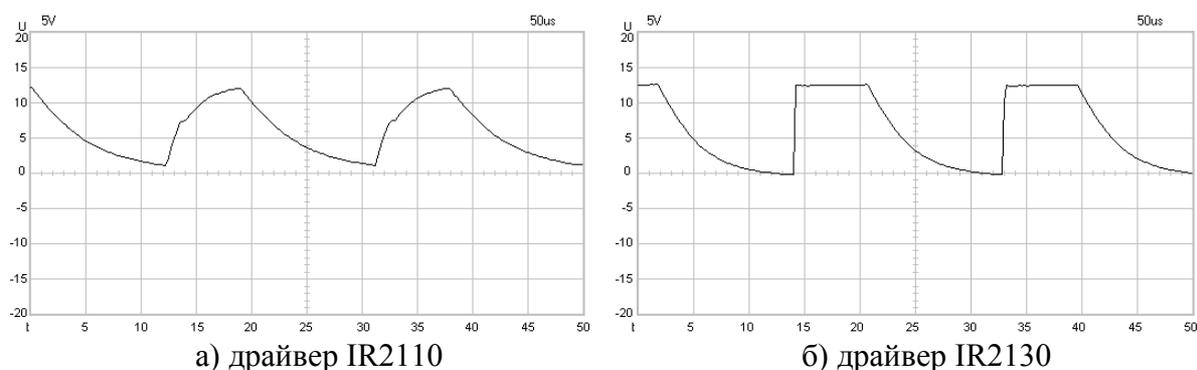


Рисунок 2 – Искажения управляющего сигнала на выходах драйверов

Как видно из рис.2 а), б), драйвера не обеспечивают правильное управление мощными силовыми IGBT модулями. Форма напряжения значительно искажена и не в состоянии обеспечить качественное открытие IGBT модуля. Из рис.2 а), б) видно, что емкость затвора не успеет перейти в режим насыщения за время защитного интервала, что приведет к появлению сквозных токов и увеличению нагрева IGBT модуля. Для наглядного примера в табл.1 в виде сравнительной характеристики приведены емкостные данные силовых транзисторов [4].

Таблица 1 – Сравнительная характеристика IGBT модулей (типичные значения)

Характеристика	3-е поколение планарных IGBT	4-е поколение планарных IGBT	4-е поколение Trench IGBT	CSTBT-LPT
$V_{CE(sat)}$	2,5В	2,1В	1,9В	2,0В
$I_{CE(sat)}$	600А	1000А	1500А	500А
C_{ies}	9,6нФ	12,9нФ	24,3нФ	12,8нФ
RBSOA	Свыше 300А	Свыше 300А	Свыше 400А	Свыше 400А
$t_w(crit)$	20мкс	5мкс (10мкс RTC)	5мкс (10мкс RTC)	20мкс без RTC

После ряда экспериментальных исследований между исполнительными силовыми модулями и драйверами был введен дополнительный усилительный каскад, построенный с применением схемы Дарлингтона (рис.3). Т.к. выходы плечей каскадов представляют собой эмиттерные повторители, то сопротивление между выходом усилителя и источником питания значительно мало, и полное сопротивление цепи затвора IGBT модуля определяется номиналом резистора R2, обеспечивая этим оптимальный ток заряда (включения транзистора) и разряда ёмкости затвора.

В данной схеме: V_a – напряжение питания силовых IGBT модулей; V_g – вход управляющего PWM сигнала; $+V_{cc}$ – питание схемы усилительного каскада.

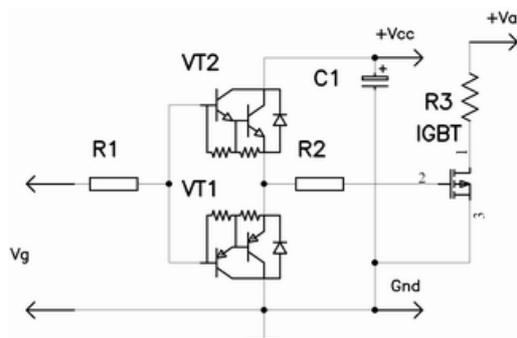


Рисунок 3 – Схема усилительного каскада

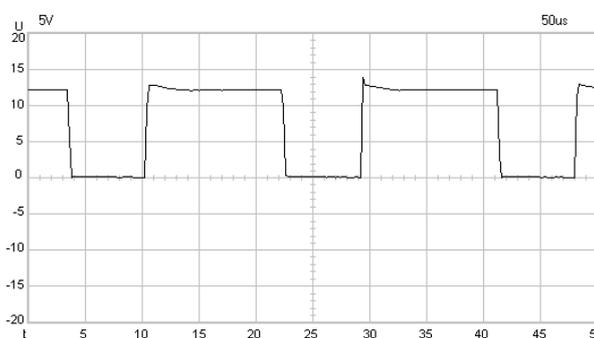


Рисунок 4 — Форма управляющего сигнала с использованием дополнительного усилительного каскада

Форма сигнала, полученного в результате экспериментальных исследований, изображена на рис.4. На графике видно, что сигнал приобрел прямоугольную форму. Передние и задние фронты сигнала полностью восстановлены по сравнению с графиками, изображенными на рис.2 а), который был получен при использовании драйвера IR2110, и рис.2 б) с использованием драйвера IR2130. Полученный сигнал в результате использования усилительного каскада схемы Дарлингтона полностью обеспечил правильную работу ключей силового IGBT модуля.

Выводы.

1. При использовании маломощных IGBT модулей мощностью до 2кВт проблема связи между ними и микроконтроллером практически отсутствует. Но когда оконечные исполнительные элементы по мощности превышают 2кВт, возникает необходимость усиления и восстановления формы управляющего сигнала. Это обусловлено относительно большой емкостью самого IGBT модуля.

2. Проведенные исследования с использованием мощных IGBT модулей четвертого поколения с емкостью в 24,3 нФ показали, что для правильного режима работы такого типа силовых транзисторов необходим буферный каскад усиления. Данный каскад был разработан и успешно восстановил форму управляющего сигнала генерируемого микроконтроллером, что дало возможность для корректной работы исполнительных элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам// Chip News. – 1999. – № 1. – С.2-9.
2. Маркус Хермвиль, Андрей Колпаков. Управление изолированным затвором IGBT. Основные положения. Часть 1. – Новости электроники. – 2008. – №11.
3. M. Hermwille, «Plug and Play IGBT Driver Cores for Converters», Power Electronics Europe Issue 2. – 2006. – P.10-12
4. P.Bhosale, M.Hermwille, «Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller», Application Note AN-7002, Semikron International.